ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 1/2016

Воронеж 2016

Главный редактор
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель
докт. техн. наук, проф., чл.-кор. РАН
В.И. БОРИСОВ

Зам. председателя
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

докт. физ.-мат. наук, проф.
Э.К. АЛГАЗИНОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
А.С. БАГДАСАРЯН (г. Москва)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
А.С. БУГАЕВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.И. КУЗНЕЦОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, с.н.с.
И.И. МАЛЫШЕВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.Н. ПОВЕТКО (г. Воронеж)
докт. техн. наук, доцент
А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Ю.С. СУХОРУКОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.Н. ТОЛСТЫХ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)

Научно-технический журнал «Теория и техника радиосвязи» издаётся с 1966 года.

Выходит 4 раза в год.

В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов АО «Концерн «Созвездие» (Воронежского НИИ связи) и отрасли по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи непрерывных и дискретных сообщений, проблемам помехоустойчивости и методам передачи информации в условиях высокоорганизованного радиопротиводействия; особенностям построения различных видов систем связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов; вопросам разработки методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем, а также другим вопросам областей исследований, соответствующих группе специальностей 05.12.00 «Радиотехника и связь» и смежным специальностям группы 05.13.00 «Информатика, вычислительная техника и управление».

Журнал входит в Перечень изданий, рекомендуемых ВАК РФ
для опубликования основных результатов диссертаций
на соискание учёной степени доктора и кандидата наук.

Учредитель и издатель:

АО «Концерн «Созвездие»

Издание зарегистрировано
в Федеральной службе по надзору в сфере связи,
информационных технологий и массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-36740 от 1 июля 2009 г.

Подписной индекс
по Каталогу российской прессы
«Почта России» – 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. – 11,4
Тираж 200 экз. Заказ № 97
Подписано в печать 5.02.2016 г.

© АО «Концерн «Созвездие», 2016

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 1, 2016

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Методы формирования и обработки радиосигналов на основе теории сплайн-алгебраического гармонического анализа
С.Н. Агиевич, С.С. Тихонов, А.А. Гулидов ……..…… 5

Масштабно-инвариантные преобразования сигналов на основе вейвлет-преобразований
В.А. Баранов, Д.А. Велигоша, В.С. Немыкин, Б.М. Биджев ……...……. 12

Методика моделирования спектров цифрового канала связи без несущей частоты при низком соотношении сигнал/шум
А.И. Мамонтов ……..……. 19

Оценка помехоустойчивости сети радиосвязи комплекса управления
Д.Ю. Чаркин ……..……..…… 32

Сравнительный анализ эффективности AF- и DF-протоколов сети радиосвязи комплекса управления
Д.Ю. Чаркин ……..…… 39

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Исследование алгоритмического обеспечения информационно-измерительной и управляющей системы, повышающего устойчивость радиорелейной станции к действию имитационных помех
В.В. Аксенов ……..…….. 46

Метод уменьшения диапазона представления данных в модулярных цифровых фильтрах
А.В. Велигоша, А.В. Гапочкин. И.А. Калмыков, М.И. Калмыков …….. 52

Подавление мощных узкополосных помех применением режекторного фильтра поглощающего типа
А.В. Велигоша, А.К. Киселёв, А.Э. Корольков, А.Н. Балова ……..……..…… 58

Реализация фоновой РЛС кругового обзора на основе техники систем мобильной радиосвязи
С.С. Гремяченский, В.В. Солопов, А.М. Сеченых, А.Б. Муравник ……..… 68

Синтез канала компенсации сигналоподобных помех при поиске-обнаружении навигационных сигналов в аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем
П.Д. Коратаев ……..…… 78

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Несимметричный делитель мощности СВЧ для распределительных систем ФАР
В.Е. Драч, М.В. Требин, И.В. Чухраев …… 85

Анализ подстилающей поверхности арктической зоны. Предложения по использованию безмачтовых антенн
В.И. Николаев, Б.В. Сосунов, А.С. Леонюк…… 91

РАЗНОЕ

Снижение энергопотребления телекоммуникационных сетей за счет применения поэтапной процедуры выявления аномальных ситуаций
Г.И. Линец, Л.А. Фомин, А.Н. Балова …….. 96

Использование технологии AHP в процессе внедрения VDI
К.А. Маковий, С.А. Ермаков, Ю.В. Хицкова …….. 107

От редакции…….. 112

УДК 621.391

МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ СПЛАЙН-АЛГЕБРАИЧЕСКОГО ГАРМОНИЧЕСКОГО АНАЛИЗА

С.Н. Агиевич, к.т.н., с.н.с., вед. специалист, ООО «Специальный технологический центр», e-mail: aserzhnic@mail.ru
С.С. Тихонов, старший помощник начальника отделения отдела Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, e-mail: i.m.top.banana@gmail.com
А.А. Гулидов, начальник направления начальника войск РЭБ ВС РФ, Управление начальника войск РЭБ ВС РФ, e-mail: al.gul2010@yandex.ru

Представлены математические модели, методы анализа и синтеза радиоизлучений на основе теории сплайн-алгебраического гармонического анализа, позволяющие учесть двойственную природу, гладкость радиосигналов и расширить множество используемых базисных функций. Описываются методы анализа, синтеза, быстрого преобразования Фурье, фильтрации, корреляции в базисах функций сплайн-характеров с целью осуществления возможности формирования радиосигналов с новыми свойствами, повышения скорости и качества их обработки.

Ключевые слова: *сплайн-алгебраический гармонический анализ, синтез и обработка сигналов, сплайн-характеры, преобразование Фурье.*

RADIO SIGNAL FORMING AND PROCESSING METHODS BASED ON THE THEORY OF SPLINE-ALGEBRAIC HARMONIC ANALYSIS

S.N. Agievich, Ph.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, leading specialist, Special Technology Center, LLC, e-mail: aserzhnic@mail.ru
S.S. Tikhonov, Senior Assistant of the Section Chief of S.M. Budjonny Military Academy of the Signal Corps, e-mail: i.m.top.banana@gmail.com
A.A. Gulidov, Chief of the Russian EW Forces Branch, Office of the Chief Officer of the Russian EW Forces, e-mail: al.gul2010@yandex.ru

Mathematical models, radio emission analysis and design methods based on the theory of spline-algebraic harmonic analysis which take into account the dual nature and smoothness of radio signals and allow to extend the set of used basis functions are proposed. Methods of analysis, design, fast Fourier transform, filtering, correlation in the bases of spline characters functions that aim to form radio signals with new properties, increase the processing speed and quality are described.

Keywords: *spline-algebraic harmonic analysis, signal design and processing, spline characters, fast Fourier transform.*

В настоящее время развитие систем радиосвязи ограничивается рамками существующего математического аппарата синтеза и анализа радиосигналов, основанного на гармонических базисах их представлений. Классический подход часто не учитывает двойственную природу современных радиосигналов (использование цифровой обработки предполагает дискретную форму представления сигналов, а континуальная вызвана необходимостью их излучения), их гладкость, а круг используемых базисных функций для формирования радиосигналов ограничен. Другими словами, в настоящее время отсутствуют соответствующие теоретические представления (математические модели, методы анализа, синтеза, а также формирования и обработки радиосигналов), учитывающие двойственную природу современных радиосигналов, их гладкость и увеличивающие размер множества использования базисных функций. Отсутствие таких математических моделей и методов формирования и обработки радиосигналов на практике приводит к существенному снижению качества обработки существующих радиосигналов (сни-

жению точности оценивания параметров радиосигналов, помехозащищенности, скорости обработки), является препятствием для разработки радиосигналов с новыми свойствами.

Изменить сложившуюся ситуацию предлагается на основе нового математического аппарата – сплайн-алгебраического гармонического анализа (САГА), лишенного перечисленных недостатков. САГА является теоретическим обобщением гармонического анализа сигналов, заданных на конечной абелевой группе и принимающих значения в некотором кольце, на пространство сплайнов дефекта 1. Здесь формирование и обработка радиосигналов производятся в базисах функций сплайн-характеров (БФСХ), что и позволяет учесть двойственную природу радиосигналов, их гладкость и увеличить размерность их внутренних характеристик. В результате появляется возможность формировать радиосигналы с новыми свойствами и повышать качество их обработки.

Математические модели БФСХ, метод и устройство их формирования

Возможность реализации базисных функций, сочетающих в себе свойства базисов (характеры $\chi(n,k)$, где n, k – переменные частоты и времени соответственно) в пространстве дискретных функций $L(H,K)$, областью определения которых является абелева группа H, а областью значений – кольцо K [1] и сплайнов, по определению имеющих двойственную природу: они являются гладкими функциями, построенными по дискретным данным) [2], рассмотрена, например, в [3].

Отсюда получаем, что в пространстве $\hat{G}_n^p$ периодических сплайнов, полученном на основе пространств $L(H,K)$ и сплайнов дефекта 1, математическую модель радиосигнала $\hat{S}^p(t)$ можно представить в следующем виде:

$$\hat{S}^p(t)=\frac{1}{N}\sum_k \hat{q}_k M^p\left(t\underset{\mu}{\Theta}t_k\right)=$$

$$=\frac{1}{N}\sum_k M^p\left(t\underset{\mu}{\Theta}t_k\right)\sum_n \bar{\chi}(n,k)\hat{F}_n(q), \qquad (1)$$

где μ – модуль представления чисел; $\underset{\mu}{\Theta}$ – сдвиг по модулю μ; $\bar{\chi}(n,k)$ – комплексно-сопряженное $\chi(n,k)$; $\hat{F}_n(*)$ – преобразование Фурье в базисе характеров, значение которого можно представить как $\hat{F}_n(q)=\frac{1}{N}\sum_k \chi(n,k)\hat{q}_k$. Учитывая, что $\hat{m}_n^p(t)=\frac{1}{N}\sum_k \bar{\chi}(n,k)M^p\left(t\underset{\mu}{\Theta}t_k\right)$ есть базисная функция, полученная сверткой характеров $\chi(n,k)$ и B-сплайнов, а $t_k=\left(\left(p/2\right)+k\right)/N$, в конечном итоге получим спектр сигнала в базисах функций сплайн-характеров (БФСХ) в виде следующего выражения:

$$\sum_n \hat{F}_n(q)\frac{1}{N}\sum_k \bar{\chi}(n,k)M^p\left(t\underset{\mu}{\Theta}t_k\right)=$$

$$=\sum_n \hat{\xi}_n\hat{m}_n^p(t)=\sum_n \hat{c}_n\hat{U}_n^p(t), \qquad (2)$$

где $\hat{\xi}_n=\hat{F}_n(z)\big/\hat{u}_n^p$, $\hat{u}_n^p=\hat{F}_n(M^p)=$ $=\frac{1}{N}\sum_k \overline{\chi}(n,k)M^p(t_k)$, $\hat{c}_n=\hat{F}_n(z)$, $\hat{U}_n^p(t)=\hat{m}_n^p(t)/\hat{u}_n^p$, а функции $\hat{\lambda}_n^p(t)$ образуют ортонормированный базис пространства $\hat{G}_n^p$.

Теорема 1 (математические модели БФСХ)

Сплайны $\hat{\lambda}_n^p(t)=\hat{m}_n^p(t)\big/\sqrt{\hat{u}_n^{2p}}$ образуют ортонормированный базис пространства $\hat{G}_n^p$.

Таким образом, теорему 1 можно рассматривать как комплекс математических моделей БФСХ, учитывающий гладкость, двойственность радиосигналов и увеличивающий размерность их внутренних характеристик. В соответствии с полученными выражениями для БФСХ на рис. 1 представлены основные этапы метода формирования БФСХ, а на рис. 2 – структурная схема устройства, реализующего предложенный метод их формирования. При этом на выходах 1, 2 получаются соответственно реализации базисных функций $\hat{m}_n^p(t)$ и $\hat{m}_n^p(t_k)$, а на выходах 3, 4 – $\hat{\lambda}_n^p(t)$, $\hat{\lambda}_n^p(t_k)$.

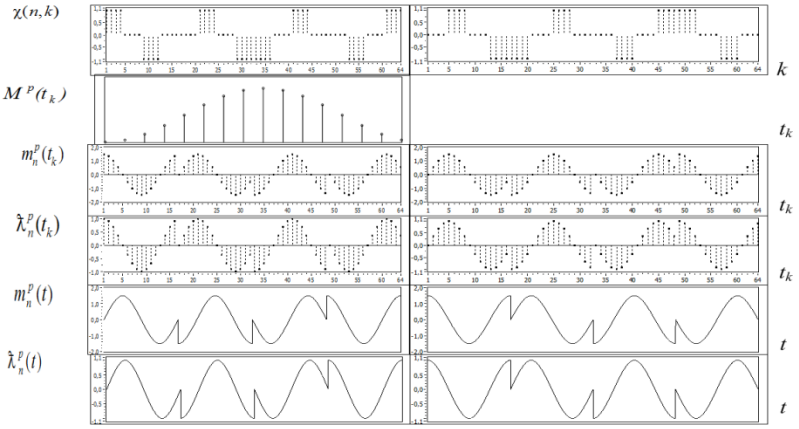


Рис. 1. Основные этапы метода формирования БФСХ

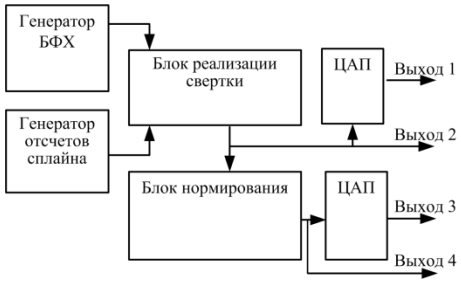


Рис. 2. Структурная схема устройства, реализующего метод формирования БФСХ

Основные теоремы и математические модели сплайн-алгебраического гармонического анализа

Изложенная теоретическая основа БФСХ позволяет представить базовые теоремы САГА для цифровой обработки в приведенной ниже трактовке [3].

Теорема 2 (о линейности операций над математическими моделями радиоизлучений)

Пусть $\hat{S}^p(t)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N}\hat{q}(k)M^p\left(t\underset{\mu}{\oplus}t_k\right)$. Тогда если $\hat{S}^p(k)=\sum_{l=1}^{r}\hat{c}_l\hat{S}^p(l,k)$, то $\hat{F}_n(\hat{S}^p(k))=$ $=\sum_{l=1}^{r}\hat{F}_n(\hat{S}^p(l,k))$, где $l=1,2,...,r$ – текущее значение суммы для r суммируемых слагаемых.

Теорема 3 (о сдвиге)

Пусть $\hat{S}^p(t)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N}\hat{q}_kM^p\left(t\underset{\mu}{\oplus}t_k\right)$, тогда для сдвинутых оригинала $\hat{S}^p\left(k\underset{\mu}{\oplus}a\right)$ и изображения $\hat{F}_{n\underset{\mu}{\oplus}b}$, где $a,b-$ соответственно величина сдвига временной и частотной координаты, имеют место следующие математические модели:

а) $\hat{F}_n\left(\hat{S}^p\left(k\underset{\mu}{\oplus}a\right)\right)=\overline{\chi}(n,a)\hat{F}_n\left(\hat{S}^p(k)\right)=$

$=\hat{\overline{m}}_n^p(a)\hat{F}_n(\hat{q}_k)$,

б) $\hat{F}_{n\underset{\mu}{\oplus}j}\left(\hat{S}^p(k)\right)=\hat{F}_n\left(\hat{S}^p(k)\overline{\chi}(b,k)\right)=$

$=\hat{F}_n\left(\hat{q}_k\hat{\overline{m}}_n^p(b,k)\right)$.

Пусть $\hat{S}^p(t)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N}\hat{q}_kM^p\left(t\underset{\mu}{\oplus}t_k\right)$. Тогда математической моделью разности функции $\hat{S}^p(k)$ в направлении a будет называться функция $\Delta_a\hat{S}^p(k)=\hat{S}^p\left(k\underset{\mu}{\oplus}a\right)-\hat{S}^p(k)$.

Теорема 4 (о разности)

Математическая модель разности функции $\hat{S}^p(k)$ имеет изображение

$$\hat{F}_n(\Delta_a)=[\chi(n,a)-1]\hat{F}_n(\hat{S}^p(k))=[\hat{m}_n^p(a)-1]\hat{F}_n(\hat{q}_k).$$

Теперь коснемся свертки и корреляции в БФСХ.

Пусть

$$\hat{S}_1^p(t)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\hat{q}_1(k)M^p\left(t\underset{\mu}{\oplus}a\right)=$$

$$=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}z_k\hat{L}^p\left(t\underset{\mu}{\oplus}t_k\right)\in\sigma^p,$$

$$\hat{S}_1^v(t)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\hat{q}_1(k)M^v\left(t\underset{\mu}{\oplus}a\right)=$$

$$=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}z_k\hat{L}^v\left(t\underset{\mu}{\oplus}t_k\right)\in\sigma^v,$$

где $L-$ ядро глобального базисного сплайна, σ^v- пространство сплайнов гладкости v.

Определение. Если $\hat{S}_1^p(k)$, $\hat{S}_2^v(k)\in L(H,K)$, то функция $\hat{B}_{\hat{S}_1^p,\hat{S}_2^v}(i)=\frac{1}{N}\sum_k\hat{S}_1^p(k)\bar{\hat{S}}_2^v\left(k\underset{\mu}{\oplus}a\right)$ называется математической моделью НК-взаимно корреляционной функции сигналов $\hat{S}_1^p(k)$ и $\hat{S}_2^v(k)$. Если $\hat{S}_1^p(k)=\hat{S}_2^v(k)$, то $\hat{B}_{\hat{S}_1^p,\hat{S}_2^v}(a)=\hat{B}(a)$ есть математическая модель НК-автокорреляционной функции сигнала $S_1^p(k)$.

Теорема 5 (об изображении НК-взаимно корреляционной функции)

Изображение математической модели НК-взаимно корреляционной функции сигналов $\hat{S}_1^p(k)$ и $\hat{S}_2^p(k)$ есть произведение математических моделей спектров этих сигналов

$$\hat{F}_n\left[\hat{B}_{\hat{S}_1^p,\hat{S}_2^v}(i)\right]=\hat{F}_n\left(\hat{S}_1^p(k)\right)\overline{\hat{F}_n\left(\hat{S}_2^p(k)\right)}=$$

$$=\hat{u}_n^p\hat{F}_n\left(\hat{q}_1(k)\right)\bar{\hat{u}}_n^v\bar{\hat{F}}_n\left(\hat{d}_2(k)\right),$$

где $\hat{d}_2(k)-$ коэффициенты сплайна $\hat{S}_2^p(k)$.

Определение. Если $\hat{S}_2^p(k)\in\sigma^p$, $\hat{S}_1^v(k)\in\sigma^v$, то $\hat{Y}(k)=\frac{1}{N}\sum_a\hat{S}_1^v(k\underset{\mu}{\oplus}a)\hat{S}_2^p(a)$ называется математической моделью НК-свертки сигналов $\hat{S}_2^p(k)$, $\hat{S}_1^v(k)$.

Теорема 6 (о свертке)

Математическая модель спектра свертки $\hat{Y}(k)=\frac{1}{N}\sum_a\hat{S}_1^v\left(k\underset{\mu}{\oplus}a\right)\hat{S}_2^p(a)$ есть произведение математических моделей спектров сигналов $\hat{S}_1^p(k)$, $\hat{S}_2^v(k)$.

Теорема 7 (об инвариантности спектра относительно сдвига)

Математическая модель энергетического спектра сигнала в БФСХ инвариантна относительно H-сдвигов.

Теорема 8 (о синтезе спектрально ограниченных сигналов в БФСХ)

Любой сигнал $\hat{S}^p(t)$ из пространства $\hat{G}_f^p$ с ограниченной спектральной плотностью может быть представлен следующей математической моделью:

$$\hat{S}^p(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}z_k\hat{L}^p\left(t\,\Theta\underset{\mu}{t_k}\right),$$

где $\hat{L}^p\left(t\,\Theta\underset{\mu}{t_k}\right)=1/f_{\max}\int_{-f_{\max}/2}^{f_{\max}/2}\chi(f,k/f_{\max})\hat{U}_f^p(t)\mathrm{d}f$,

$$\hat{U}_f^p(t)=\hat{m}_f^p(t)/\hat{u}_f^p,$$

$$\hat{m}_f^p(t)=\frac{1}{N}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\overline{\chi}(f,k/f_{\max})M^p\left(t\,\Theta\underset{\mu}{t_k}\right),$$

а $\hat{u}_f^p=\frac{1}{N}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\overline{\chi}(f,k/f_{\max})M^p(t_k)$. Здесь значения f и $f_{\max}$ – текущая и максимальная частоты в используемых базисах, $\hat{G}_f^p$ – пространство непериодических сплайнов.

Теорема 9 (математическая модель анализа в БФСХ)

Обобщенный ряд Фурье сигнала из пространства $\hat{G}_n^p$ представляется в следующем виде: $\hat{S}^p(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\hat{c}_n\hat{U}_n^p(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\hat{c}_n\frac{\hat{m}_n^p(t)}{u_n^p}$.

Методы анализа, быстрого преобразования Фурье, синтеза, фильтрации и определения корреляционных функций в БФСХ

Представленные выше теоремы 2–9 открывают возможность разработки методов анализа, синтеза, формирования и обработки радиосигналов в БФСХ.

Прежде всего, остановимся на основных этапах метода анализа сигналов в БФСХ, теоретическая основа которого представлена теоремой 9. Суть метода заключается в том, что ис-

ходный сигнал $\hat{S}^p(t)$ (рис. 3а) дискретизируют (рис. 3б), затем осуществляют преобразование Фурье в БФХ (рис. 3в). На эпюрах (рис. 3г, д) представлен переход в БФСХ. Далее идут стандартные процедуры получения энергетического спектра с учетом особенностей базисов (рис. 3е).

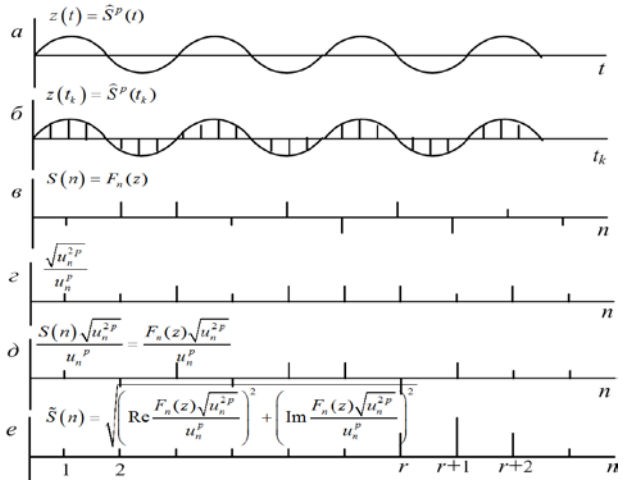


Рис. 3.Основные этапы метода анализа сигналов в БФСХ

Отличительными особенностями предлагаемого метода являются:

– использование апробированных классических преобразований Фурье в БФСХ (рис. 3в);

– переход в БФСХ с использованием простого преобразования в частотной области (рис. 3д);

– возможность учета гладкости сигнала p.

Для практики важно наличие быстрого преобразования Фурье в БФСХ. Возможность его реализации иллюстрируется выражениями (3), (4) для прямого и обратного преобразования Фурье в БФСХ:

$$S^p(k) = \sum_n F_n(q^*)\tilde{\lambda}_n^p(k) = \sum_n F_n(z)/u_n^p\sqrt{u_n^{2p}}\,\tilde{\lambda}_n^p(k), \quad (3)$$

$$F_n(q^*) = \frac{1}{N}\sum_k \bar{\chi}(n,k)q_k^* = \frac{1}{N}\sum_k \overline{\tilde{\lambda}_n^p}(k)z_k; \quad (4)$$

где $S^p(k) = z_k$ – отчеты сигнала; $F_n(q^*)$ – преобразование Фурье (ПФ) в БФСХ.

Таким образом, метод быстрого преобразования Фурье (БПФ) в БФСХ заключается в следующем: осуществляется БПФ в БФХ, а затем умножением полученных спектральных коэффициентов на $\frac{\sqrt{u_n^{2p}}}{u_n^p}$ осуществляется переход в БФСХ. Объем вычислений при этом увеличивается незначительно по сравнению с БПФ в БФХ, а для некоторых частных случаев может быть в 2–3 раза меньше, чем у классического БПФ [4].

На рис. 4 представлена структурная схема устройства, реализующего метод БПФ в БФСХ.

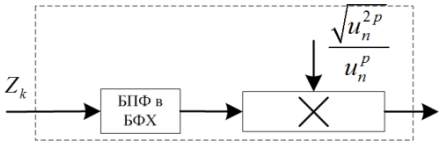


Рис. 4. Структурная схема устройства, реализующего метод БПФ в БФСХ

Теорема 8 является теоретической основой для разработки методов синтеза радиосигналов в БФСХ. Основные этапы одного из них представлены на рис. 5.

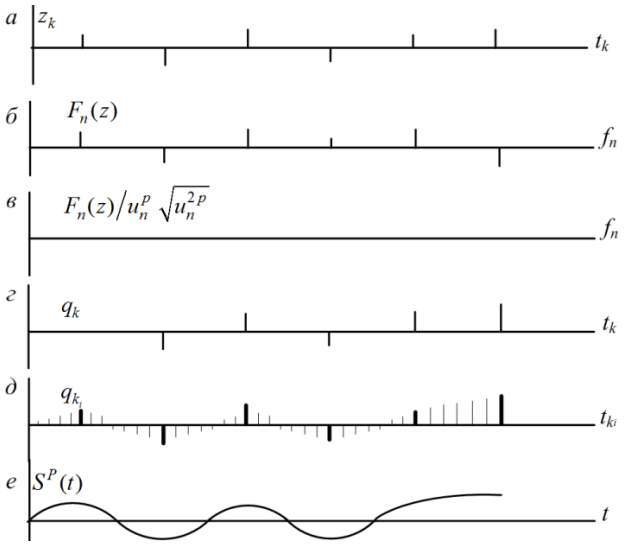


Рис. 5. Основные этапы метода синтеза радиосигналов в БФСХ

Отличительными особенностями предлагаемого метода являются:

– использование апробированных классических преобразований Фурье в БФХ (рис. 5б);

– переход в БФСХ с использованием простого преобразования в частотной области (рис. 5в);

– возможность учета гладкости сигнала p;

– возможность точной и вычислительно эффективной интерполяции перед отправкой на цифро-аналоговый преобразователь.

На рис. 6 представлена структурная схема устройства, реализующего основные этапы метода

синтеза радиосигналов в БФСХ. Для конкретности приведена схема для кубического сплайна [5].

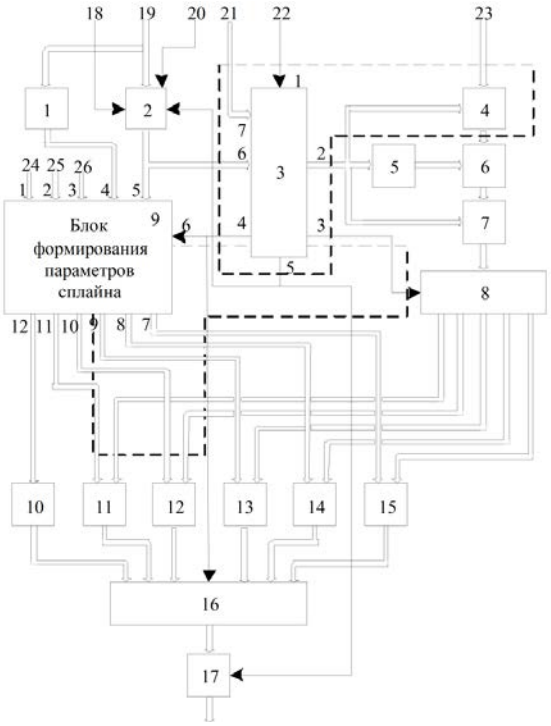


Рис. 6. Структурная схема устройства, реализующего основные этапы синтеза радиосигналов в БФСХ (СБПФ), кубический сплайн

Теорема 6 является теоретической основой для разработки методов фильтрации радиосигналов в БФСХ. Основные этапы одного из них представлены на рис. 7.

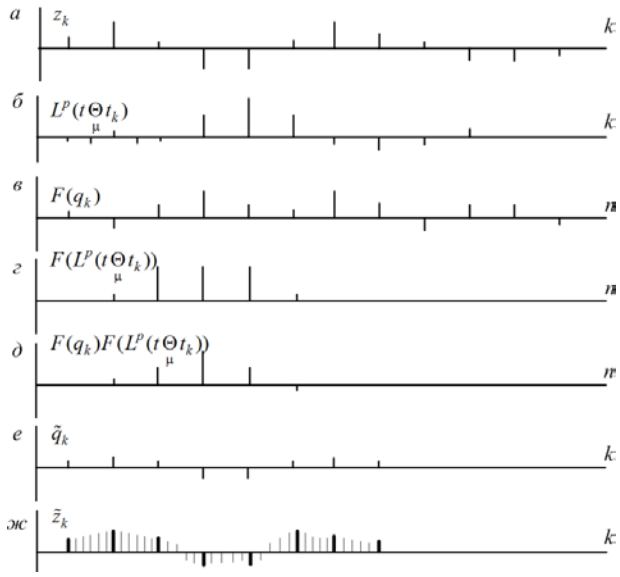


Рис. 7. Основные этапы метода фильтрации в БФСХ

Отличительными особенностями предлагаемого метода являются:

– использование ПФ или БПФ в БФСХ (рис. 7в);

– возможность учета гладкости сигнала и импульсной характеристики фильтра p (рис. 7в, г, д);

– возможность точной и вычислительно эффективной интерполяции (рис. 7ж).

Теорема 5 позволяет разрабатывать методы определения НК-взаимно корреляционной функции радиосигналов в БФСХ. Основные этапы одного из них представлены на рис. 8.

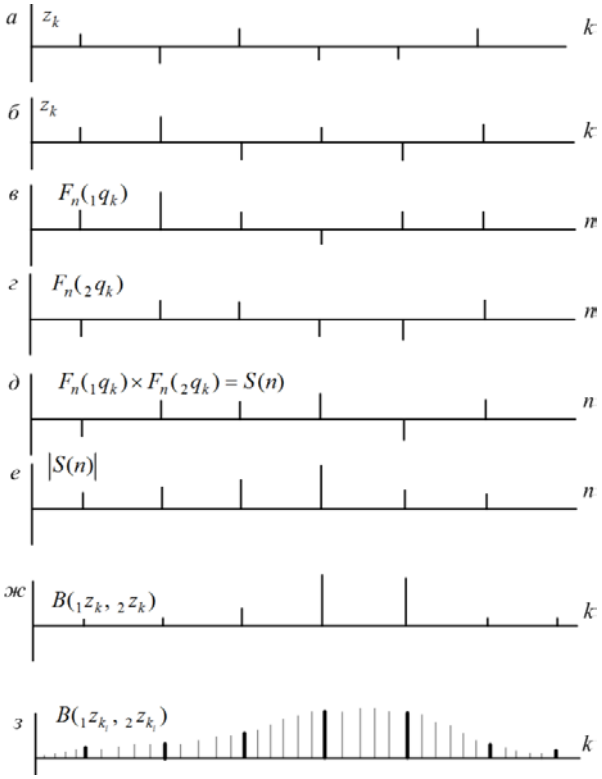


Рис. 8. Этапы метода определения *НК*-взаимно корреляционной функции в БФСХ

Отличительными особенностями предлагаемого метода являются:

– использование ПФ (БПФ) в БФСХ (рис. 8в, г);

– возможность учета гладкости сигналов (рис. 8в, г, д), корреляционной функции (рис. 8з);

– возможность точной и вычислительно эффективной интерполяции (рис. 8з).

Описанные математические модели, методы анализа и синтеза радиоизлучений в БФСХ позволяют формировать радиосигналы с новыми свойствами, осуществлять более качественную

их обработку. Так, в основе способов оценивания несущей частоты [6, 7] лежат методы анализа и синтеза, основные этапы которых представлены на рис. 3, 5. За счет возможности учета гладкости, информации об используемом базисе функций сплайн-характеров радиосигнала повышается точность оценивания при существенном увеличении скорости [4] обработки по сравнению с классическими подходами. А в основе повышения помехоустойчивости при воздействии ретранслированной помехи [8] на радиосигнал, сформированный в базисе сплайн-Понтрягина–Виленкина–Крестенсона, лежит метод фильтрации (базис сплайн-Понтрягина–Виленкина–Крестенсона представляет собой частный случай БФСХ), основные этапы которого представлены на рис. 7.

Заключение

Разработанные математические модели, методы анализа и синтеза радиоизлучений в базисах функций сплайн-характеров представляют собой научно-методический и практический аппарат, в своей совокупности позволяющий разрабатывать перспективные системы радиосвязи. Разработанные на основе теории сплайн-алгебраического гармонического анализа методы формирования и обработки радиосигналов сочетают преимущества дискретной и континуальной форм представлений, определяемых двойственной природой сплайнов, учитывают гладкость радиоизлучений, существенно расширяют круг используемых базисов при создании радиосигналов. Это открывает возможность формирования радиосигналов с новыми свойствами, позволяет существенно повысить скорость и качество их обработки.

Литература

1. *Вариченко Л.В., Лабунец В.Г., Раков М.А.* Абстрактные алгебраические системы и цифровая обработка сигналов // Киев: Наукова Думка, 1986. 247 с.

2. *Завьялов Ю.С., Квасов Б.И., Мирошниченко В.Л.* Методы сплайн-функций. М.: Наука, 1980. 352 с.

3. *Агиевич С.Н.* Теоретические основы сплайн-алгебраического гармонического анализа сигналов систем радиосвязи // Информационные технологии. № 8. 2012. С. 58–63.

4. *Агиевич С.Н., Беспалов В.Л.* Цифровая обработка сигнала: скорость и экономия ресурса // Мобильные системы. 2007. № 3. С. 26−29.

5. Пат. 2143132 RU от 06.07.98. Сплайн-интерполятор: Агиевич С.Н., Малышев С.Р., Смирнов П.Л. и др.

6. Пат. 2168759 RU от 16.12.99. Способ (варианты) и устройство (варианты) оценивания несущей частоты: Агиевич С.Н., Малышев С.Р., Подымов В.А. и др.

7. Пат. 2303786 RU от 27.07.07. Способ и устройство оценивания несущей частоты сигнала: Беспалов В.Л., Малышев С.Р., Смирнов П.Л. и др.

8. *Пономарев А.А.* Исследование помехозащищенности сигналов с OFDM, сформированных в базисах сплайн-Понтрягина-Виленкина-Крестенсона // Вопросы радиоэлектроники. Серия Техника телевидения. Вып. 1. СПб, 2011. С. 74–80.

Статья поступила в редакцию 20 октября 2015 года

УДК 681.3

МАСШТАБНО-ИНВАРИАНТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

В.А. Баранов, д.т.н., профессор, Академия ФСО России (г. Орел), e-mail: baranov.va@mail.ru
Д.А. Велигоша, к.т.н., старший ИТ-аналитик, ЗАО «Сбертех», e-mail: veli13@mail.ru
В.С. Немыкин, студент, Институт информационных технологий и телекоммуникаций СКФУ, e-mail: v19nemykin@gmail.com
Б.М. Биджев, студент, Институт информационных технологий и телекоммуникаций СКФУ, e-mail: wurz@yandex.ru

Проведено обоснование использования масштабно-инвариантных преобразований для анализа и обработки сигналов в телекоммуникационных системах. Показано, что в качестве инструмента масштабно-инвариантных преобразований сигналов целесообразно использовать вейвлет-преобразования Хаара. Приведены экспериментальные данные по результатам исследований применения вейвлет-преобразований в новом методе сжатия неподвижных изображений.

Ключевые слова: *преобразования сигналов, коэффициент сжатия, вейвлет-преобразование, математическая модель, цепи Маркова.*

SCALE INVARIANT SIGNAL TRANSFORMATIONS BASED ON WAVELET TRANSFORMS

V.A. Baranov, D.D. in Engineering Sciences, professor, Academy of the Federal Guard Service of the Russian Federation (Oryol), e-mail: baranov.va@mail.ru
D.A. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, senior IT analyst, JSC «Sbertekh», e-mail: veli13@mail.ru
V.S. Nemykin, student, Institute of Information Technologies and Telecommunications, NFCU, e-mail: v19nemykin@gmail.com
B.M. Bidzhev, student, Institute of Information Technologies and Telecommunications, NFCU, e-mail: wurz@yandex.ru

The rationale for the use of scale invariant transformations for signal analysis and processing in telecommunication systems is examined. It is shown that it is advisable to use the Haar wavelet as a tool for scale invariant transformations of signals. The experimental studies based on the research findings of applying wavelet transforms to a new still image compression method are given.

Keywords: *signal transformations, compression ratio, wavelet transform, mathematical model, Markov chains.*

Предпосылками возникновения концепции масштабно-инвариантных преобразований послужили серьезные затруднения, связанные с анализом и обработкой сигналов в телекоммуникационных системах. Так, повышение пропускной способности, помехоустойчивости в совокупности с разработкой новых методов передачи и обработки информации привело к необходимости создания адекватных математических моделей процессов, реализуемых в системах передачи информации (СПИ) [1].

Известно, что основными требованиями к методам обработки сигналов являются обработка нестационарных сигналов с возможностью применения быстрых алгоритмов и удобная аппаратная реализация. При этом наиболее распространенными методами обработки сигналов являются: спектральные методы (Фурье-анализ и другие ортогональные преобразования); кратномасштабные методы (пирамидальные представления, вейвлет-анализ); рекурсивно-фрактальные методы (системы итерируемых функций, анализ фрактальной динамики, марковские цепи); гибридные методы (динамическая модель дискретного пространства, адаптивная сегментация, масштабируемое пространство) [2].

Одной из центральных задач теории связи и статистической радиотехники в широком смысле следует считать построение вероятностных моделей стохастических явлений в целях обработки сигналов. Это связано с тем, что сигналы, передаваемые по дисперсионным каналам, подвергаются сильным искажениям, носящим вероятностный характер, поскольку имеют место фоновый тепловой шум, импульсный шум, замирания, сдвиги по частоте, нели-

 ISSN 1995-7009

нейные или гармонические искажения, временная дисперсия и т.д. Перечисленные искажения являются главным препятствием на пути повышения скорости передачи по каналам с ограниченной полосой [1, 3].

С одной стороны, моделирование случайных векторов лежит в основе большинства методов обработки сигналов (в частности, при проведении машинных экспериментов). При этом модель следует рассматривать, прежде всего, как способ предсказания (прогнозирования) будущих значений выходного процесса по данным наблюдений, а функцию предсказания несложно расширить введением гипотез о виде модели и параметрах соответствующей ошибки предсказания.

С другой стороны, на практике, как правило, нет достаточного объема априорных данных, позволяющего осуществить выбор адекватных реальной обстановке моделей сигналов, каналов и помех и определить особенности их функционального взаимодействия (затруднительно получить представление о механизме, порождающем наблюдаемый временной процесс, и свести задачу к получению оптимального решающего устройства). При этом классический аппарат корреляционного анализа использует предположение о нормальности распределений координат многомерного вектора, а существующие методы решения связаны с моделированием многомерных нормальных случайных векторов [4, 5].

Следует сформулировать еще одно важное замечание. Оценивание по методу максимального правдоподобия (лежащее в основе большинства практических решений при обработке сигналов), предложенное Р.А. Фишером, служило основой процедур проверки гипотез и доверительного интервального оценивания на больших выборках. Однако необходимо отметить, что оценивание по данному методу не является универсальной процедурой, так как существуют ситуации, в которых оценки максимального правдоподобия не столь эффективны, как иные типы оценок. Кроме того, наиболее важным элементом байесовского подхода является необходимость точного определения функции распределения, а во многих практических задачах обнаруживается, что байесовский метод используется с априорными распределениями, которые выбирались скорее из прагматических соображений, а не из-за их истинного отношения к имеющейся априорной информации. Кроме априорного распределения, которое должно быть точно определено, байесовские оценки для частной статистической модели сильно зависят от принятой функции потерь.

Как правило, принимается общее определение, согласно которому байесовская оценка (не обязательно единственная) есть статистика (если она существует), которая минимизирует апостериорный риск при заданных наблюдаемых выборочных значениях. Соответственно, после завершения процесса наблюдения априорное распределение параметров преобразуется в апостериорное распределение. Затем выбор оценки связывается с ожидаемыми потерями при апостериорном распределении. Кроме того, при ограниченной функции потерь байесовская оценка минимизирует также ожидаемые потери при априорном распределении, т.е. априорный риск. Это не обязательно так, если функция потерь неограниченна. Как показано Гиршиком и Сэвиджем, некоторые априорные распределения при функции потерь типа квадратичной ошибки могут иметь бесконечный априорный риск для всех оценок, тогда как их апостериорный риск для некоторой оценки может быть конечным.

Модели Маркова обладают значительным спектром возможностей, однако их использование в практических приложениях наталкивается на необходимость иметь достаточную статистику для получения пригодных (несмещенных, состоятельных и эффективных) оценок параметров. На практике это требование, как правило, достаточно сложно выполнить, так как доступна лишь одна (или несколько) реализаций наблюдаемых процессов ограниченной длины [6]. Посредством их усреднения нельзя рассчитывать на надежную оценку параметров частных плотностей распределений вероятностей. Это приводит к следующей проблеме: если доступен ограниченный набор данных, то как сделать моделирование робастным, т.е. устойчивым к изменению характеристик исследуемых процессов. Этого несложно добиться путем моделирования случайных переменных, которые имеют подобные свойства, на основе использования одинаковых плотностей распределения вероятностей. Например, если рассматривать две случайные величины, которые характеризуются примерно одинаковым разбросом относительно среднего значения, то их несложно описать как величины с одинаковой дисперсией. Такая практика известна как связывание по скрытым моделям Маркова и используется для получения устойчивых (робастных) оценок математического ожи-

дания, дисперсии и элементов матрицы вероятностей переходов.

Однако, как показывают экспериментальные данные, наблюдаемые на практике свойства каналов и сигналов в СПИ весьма сложно интерпретировать с помощью методов статистического анализа, характерных для установившихся режимов работы, что затрудняет понимание механизмов передачи информационных потоков и разработку эффективных методов их обработки. Кроме того, применение классических методов для синтеза моделей, в основе которых лежит использование интегральных характеристик, не только не приносит ощутимых результатов, но и зачастую их искажает. Устранение данного недостатка напрямую связано с масштабным представлением бинарных последовательностей моделью дискретного пространства. При этом целью масштабно-инвариантного представления служит выявление особенностей сигнала на основе его анализа на различных масштабах [7, 8].

В совокупности приведенные замечания выводят на исходные предпосылки формирования теории масштабно-инвариантных преобразований сигналов (МИП) [9]:

1. Важные свойства сигнала существуют только в определенном диапазоне масштабов (если этот масштаб неизвестен, применение классических методов спектрального анализа, вычисляющих интегральные характеристики, не приносит ощутимых результатов).

2. При априорно неизвестном масштабе наиболее эффективным является многомасштабное представление сигнала (динамическая модель дискретного пространства, методы частотно-временной обработки, кратномасштабного и вейвлет-анализа [10, 11]) с целью описания иерархии его особенностей на основе анализа их взаимосвязи на различных масштабах.

Сформулированные предпосылки позволяют выйти на концепцию МИП и предложить общие принципы масштабно-инвариантных преобразований сигналов:

– максимально возможное количество доступных элементов, отражающих особенности сигнала, определяется разрешающей способностью аппаратного средства (принцип разрешения);

– с укрупнением масштаба минимальные элементы сливаются, объединяясь в элементы более высокого уровня иерархии, а количество элементов при огрублении масштаба убывает, при этом возникновение элементов, не связанных с элементами предыдущего уровня масштабирования, недопустимо (принцип зависимости);

– правило объединения элементов в иерархическую структуру не зависит ни от пространственного направления, ни от масштаба уровня иерархии (принцип изотропности);

– иерархическая структура должна иметь свойство инвариантности относительно временного сдвига и изменения амплитуды исходного сигнала (принцип линейности);

– любой уровень иерархии можно получить не только из исходного сигнала, но и из любого другого уровня иерархии с большей степенью детализации (принцип наследуемости) [12].

В совокупности сформулированные принципы позволили утверждать, что обработка (регистрация) большинства физических процессов по сути своей является восстановлением сигнала на определенном (зависящем от степени разрешения) уровне масштабно-инвариантного преобразования.

Для практического использования результатов теории МИП сигналов с использованием в качестве инструмента анализа вейвлет-преобразования Хаара рассмотрим частотно-временное и масштабно-временное представления сигнала.

Целью частотно-временного и масштабно-временного представления сигнала является устранение избыточности частотно-временных покрытий для представлений Фурье и Дирака. Частотно-временной подход – выбор временной протяженности функций независимо от частоты модуляции; данный подход совпадает с оконным преобразованием Фурье. Масштабно-временной подход предполагает, что ширина функций во времени обратно пропорциональна их частоте ($\omega_0 \Delta t = c$).

Покрытие частотно-временной плоскости для частотно-временного и масштабно-временного представлений показано на рис. 1 и 2.

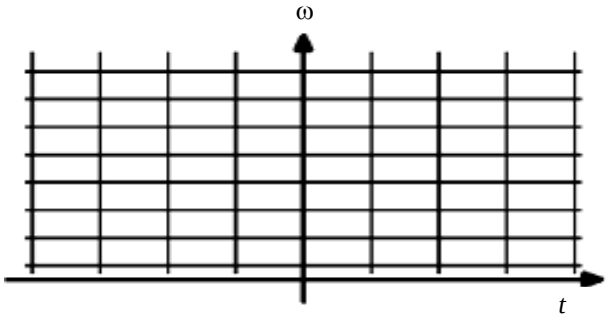


Рис. 1. Частотно-временное представление

В случае частотно-временного представления покрытие состоит из одинаковых прямоугольников (рис. 1), покрывающих всю частотно-временную плоскость. В случае масштабно-временного представления прямоугольники имеют одинаковую площадь, однако их разрешающая способность по частоте остается неизменной (рис. 2).

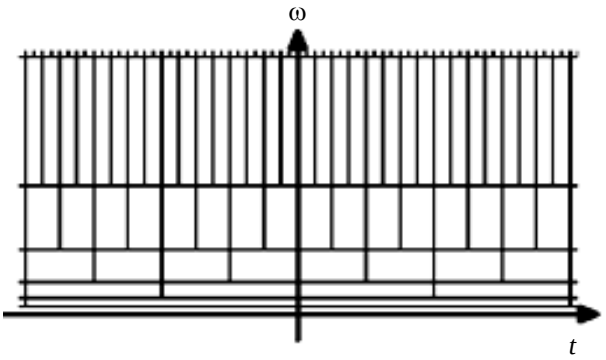


Рис. 2. Масштабно-временное представление

Масштабно-временное представление лежит в основе вейвлет-анализа сигналов. Дискретный вейвлет-анализ характеризуется отсутствием избыточности и возможностью построения на его основе быстрых алгоритмов, что позволяет его эффективно использовать для сжатия сигналов и изображений [4, 5, 8, 9, 13, 14].

В начале 80-х годов была выдвинута гипотеза о возможности получения заранее заданного изображения как аттрактора хаотического процесса. При этом использовалась специальная система отображений, названная системой итерируемых функций (СИФ) [4, 8, 12, 15]. В качестве примера на рис. 3 и 4 представлено изображение папоротника, созданное с помощью СИФ (рис. 3), и преобразования, отображающие всё изображение в 4 элемента (рис. 4).

Рис. 3. Изображение папоротника, созданное с помощью СИФ

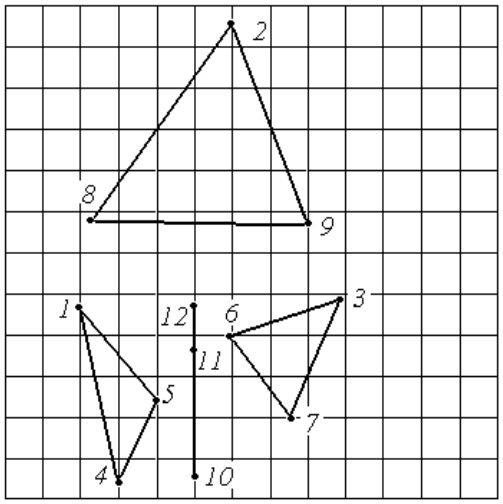


Рис. 4. Преобразования, отображающие всё изображение папоротника в 4 элемента

Изображение, которое является единственной неподвижной точкой (согласно теореме о сжимающих отображениях), называется аттрактором СИФ. Существует теорема о сжимающих отображениях для систем итерируемых функций (теорема коллажа). При этом точка рассматривается как компактное множество точек, представляющее двоичное изображение [4, 9].

Достоинства представления сигналов с использованием СИФ [9, 16, 17]:

– компактное рекурсивно-иерархическое представление;

– сохранение деталей на любых масштабах;

– качественное восстановление сигнала на любом масштабе;

– эффективность в задачах сжатия сигналов и изображений.

Указанные выше достоинства целесообразно использовать при масштабно-инвариантном преобразовании сигналов. Исходя из сформулированной гипотезы МИП является способом адаптивного иерархически структурированного многомасштабного описания сигнала (процесса). Иначе МИП представляет собой операцию разложения исходного сигнала f: $R^n \to R$ в семейство $\{T_t f \mid t \geq 0\}$ упрощенных версий, удовлетворяющих указанным ранее принципам.

В простейшем одномерном случае в основе МИП, как правило, лежит гауссовская фильтрация, которая определяется преобразованием интегрального типа

$$\Phi\left[f(x'), x, \sigma\right] = \int_{\infty}^{\infty} \phi\left\{f(x'), x, \sigma\right\} dx. \qquad (1)$$

В качестве примеров на рис. 5 и 6 представлены разложения по масштабам двух сигналов (случайных процессов), не содержащих в явном виде периодических составляющих.

Анализ результатов, полученных в ходе проведения исследований, посвященных вопросам обработки сигналов (случайных процессов), позволил сделать выводы, что в процессе идентификации необходимо использовать их структурное представление. Такой подход позволяет эффективно решить задачу построения адекватной математической модели представления сигналов, в том числе и нестационарных, на основе общей теории непрерывных сигналов, обеспечивающей комплексное решение проблемы выделения уровней признаков, элементов этих уровней, их интерполяцию и экстраполяцию на основе рекурсивных межуровневых связей.

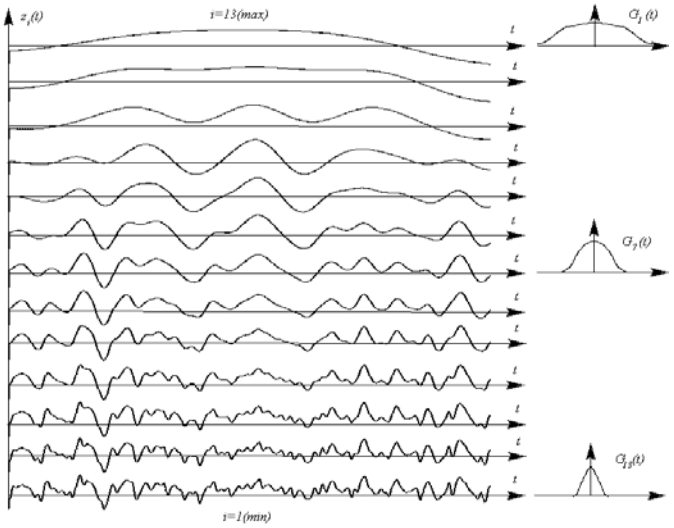


Рис. 5. Разложения по масштабам непериодического сигнала на основе гауссовской фильтрации

На рис. 7–9 приведены результаты практического использования результатов теории МИП сигналов с применением в качестве инструмента анализа вейвлет-преобразования Хаара в задаче классификации сигналов.

Практическое приложение полученных результатов (представлены в таблице) лежит в плоскости построения моделей для целей анализа сигналов и охватывает широкий спектр задач: обработка сигналов в системах передачи, компрессия, распознавание и восстановление данных и т.д. Кроме того, предложенный подход несложно распространить для целей факторизации, что выводит на синтез быстрых алгоритмов кодирования (декодирования) и восстановления сигналов в условиях ограниченной выборки с пропусками [18, 19].

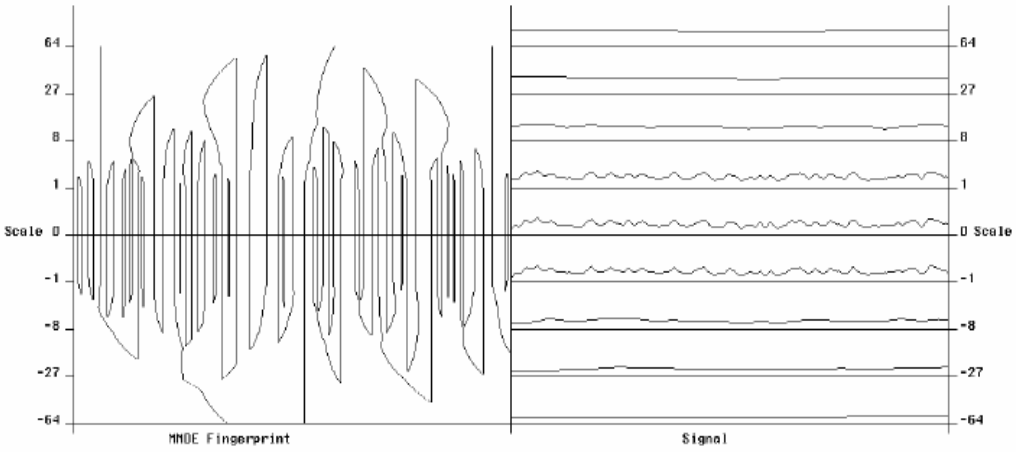


Рис. 6. Результат МИП (операций расширения и сужения) одномерного сигнала

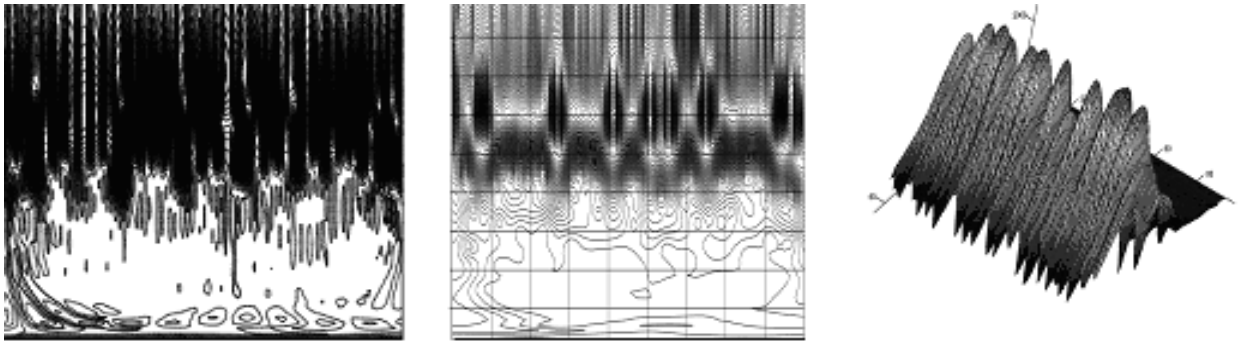


Рис. 7. Непрерывный вейвлет-анализ

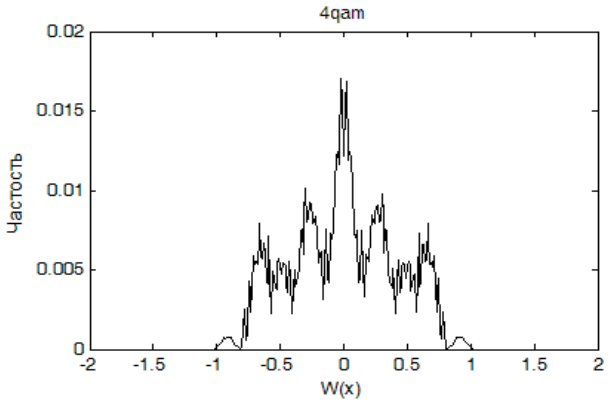


Рис. 8. Гистограммы частости вейвлет-коэффициентов сигналов

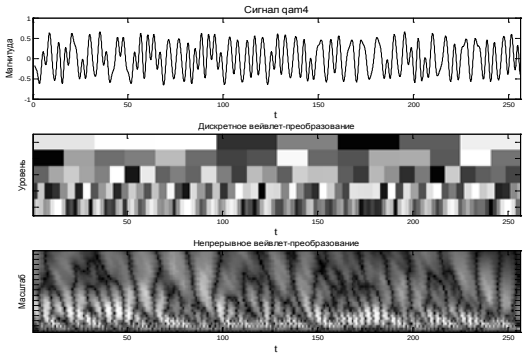


Рис. 9. Дискретное и непрерывное вейвлет-преобразование модулированного сигнала

Таблица 1

Модели анализа сигналов при их масштабно-инвариантном преобразовании

Спектральные методы	$R(\tau)=\lim\limits_{T\to\infty}\dfrac{1}{T}\int\limits_{T/2}^{T/2}Z(t)Z(t+\tau)d\tau$	$G(f)=4\int\limits_{0}^{\infty}R(\tau)\cos 2\pi f\tau d\tau$
Кратномасштабные методы	$R(t,t\quad\tau)=4\int\limits_{0}^{\infty}G(f,t)\cos 2\pi f\tau d\tau$	$G(f,t)=4\int\limits_{0}^{\infty}R(t,t\quad\tau)\cos 2\pi f\tau d\tau$
Рекурсивно-фрактальные методы	$R(k;T)\sim\dfrac{\alpha(\alpha+1)}{2\left[1+\left(\dfrac{T_0}{T}\right)^{\alpha}\right]}k^{\alpha\ 1}$	$F_N(\omega)=\int\limits_{\infty}^{\infty}G_N(\tau)\exp\{j\omega\tau\}d\tau=$ $=2\pi\nu^2\delta(\omega)+\nu\left(\dfrac{\lvert\omega\rvert}{\omega_0}\right)^{-\alpha}+\nu,$ $\omega_0^{\alpha}=2\nu\cos\dfrac{\pi\alpha}{2}\Gamma(\alpha)\tau_0^{1\ \alpha}$

Проведенные оценки показали, что практическое применение масштабно-инвариантных преобразований сигналов на основе использования их фрактальных свойств позволило значительно повысить степень сжатия передаваемых в СПИ изображений без ухудшения их качества при восстановлении [12, 19, 20]. Так, существующие методы JPEG и JPEG 2000 обеспечивают коэффициент сжатия неподвижных изображений C = 74 при качестве восстановления $K_{с/ш}$ = 30 дБ

(коэффициент соотношения сигнал/шум) и $C = 27$ при качестве восстановления $K_{с/ш} = 35$ дБ. Метод сжатия, реализованный на принципах, описанных в настоящей статье, обеспечивает коэффициенты сжатия $C = 180$ и $C = 75$ для качества восстановления $K_{с/ш} = 30$ дБ и $K_{с/ш} = 35$ дБ соответственно.

Литература

1. *Сергеенко В.С., Баринов В.В.* Сжатие данных, речи, звука и изображений в телекоммуникационных системах: Учебное пособие. М.: ИП «РадиоСофт», 2009. 360 с.

2. *Ватолин Д.С., Ратушняк А.О., Смирнов Б.М., Юкин Д.В.* Методы сжатия данных. М.: Диалог – МИФИ, 2003. 212 с.

3. *Ватолин Д.С., Ратушняк А.О., Смирнов Б.М., Юкин Д.В*. Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. 384 с.

4. *Мала С.* Вэйвлеты в обработке сигналов: Пер. с англ. М.: Мир, 2005. 671 с.

5. *Велигоша Д.А.* Модель сжатия изображений на основе вэйвлет-преобразований // Вестник СевКавГТУ, Ставрополь, 2010. № 3. С. 112–117.

6. *Иванов В.И., Грибунин В.Г.* Теория и практика вейвлет-преобразования. СПб.: ВУС, 1999. 215 с.

7. *Grassberger P.* On the Hausdorf dimension of fractal attractors // J. Statist. Phys. 1981. V. 26. Pp. 173–179.

8. *Mandelbrot B.B.* A multifractal walk down wall street // Scientific American, Feb. 1999. Pp. 70–73.

9. *Авраменков В.С., Баранов В.А., Бочков М.В.* Метод контроля безопасности содержания файлов // Телекоммуникации. 2004. № 12. С. 41–45.

10. *Велигоша Д.А*. Новый метод фрактального сжатия изображений // Теория и техника радиосвязи. 2009. № 2. С. 107–112.

11. *Уэлстид С*. Фракталы и вэйвлеты для сжатия изображений в действии: Учебное пособие. Пер. с англ. М.: Издательство «Триумф», 2003. 320 с.

12. *Баранов С.В., Баранов В.А., Ноздрачев А.В.* Моделирование ошибки коррекции для каналов с ограниченной памятью // Телекоммуникации. 2010. № 12. С. 2–9.

13. *Бабин А.В., Вишик М.И.* Аттракторы эволюционных уравнений. М.: Наука, 1989. 392 с.

14. *Федер Е.* Фракталы: Пер. с англ. М.: Мир, 1991. 254 с.

15. *Велигоша Д.А.* Разработка модели описания и обработки графической информации на основе систем итерируемых функций // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 3. С. 70–76.

16. *Falconer K.J.* The multifractal spectrum of statistically self-similar measures / J. Theor. Prob. 7. 1994. Pp. 681–702.

17. *Велигоша А.В., Велигоша Д.А., Верещагин В.Н., Немыкин В.С., Белозерцев С.Ю.* Алгоритм подготовки сигнала для обработки фрактальным методом // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 3. С. 56–61.

18. *Баранов В.А., Крюков О.В., Конышев М.Ю., Щербаков В.С.* Модели потоков мультимедийного трафика // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Системы отображения информации и управления. Вып. 1. М.: ООО «Телер», 2014. С. 67–83.

19. *Велигоша А.В., Велигоша Д.А.* Разработка алгоритмов метода фрактального сжатия и восстановления графической информации с реализацией стеганографической вместимости // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 3. С. 51–55.

20. *Велигоша Д.А., Варнавский А.С.* Разработка метода математического описания процессов обработки графической информации, обладающих фрактальными и мультифрактальными свойствами // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 1. С. 35–42.

Статья поступила в редакцию 19 октября 2015 года

УДК 621.391.037.372(075.8)

МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ СПЕКТРОВ ЦИФРОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ БЕЗ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ ПРИ НИЗКОМ СООТНОШЕНИИ СИГНАЛ/ШУМ

А.И. Мамонтов, аспирант, ОАО «НПО «Измерительной Техники», e-mail: a.mamontov@nppmera.ru

Представлены математические модели белого гауссового шума и аналитические выражения дисперсии и мощности. Разработана методика моделирования цифрового канала связи без несущей частоты при низком соотношении сигнал/шум. Выполнено моделирование спектров цифровых каналов связи с минимальным уровнем межсимвольной интерференции, с разными комбинациями БИХ и КИХ фильтров, при разных отношениях сигнал/шум. Выявлены особенности спектров каналов связи с минимальной межсимвольной интерференцией при разных соотношениях сигнал/шум. Составлена обзорная таблица цифровых каналов связи без несущей частоты, в которых уровень межсимвольной интерференции минимален. Описаны особенности настроек БИХ и КИХ фильтров для подавления межсимвольной интерференции.

Ключевые слова: *межсимвольная интерференция (МСИ), методика моделирования спектра канала связи при высоком уровне шума, характеристика Bit Error Rate (BER), модель канала связи в программе VisSim Comm 6.*

THE TECHNIQUE OF MODELING DIGITAL COMMUNICATION CHANNEL SPECTRA WITHOUT A CARRIER WITH A LOW SIGNAL-TO-NOISE RATIO

A.I. Mamontov, postgraduate, OJSC «Measuring Equipment Research and Production Association, e-mail: a.mamontov@nppmera.ru

The white Gaussian noise mathematical models and analytical expressions of dispersion and power are presented. The technique of modeling digital communication channels without a carrier and with a low SNR is developed. Digital communication channel spectra has been modeled with minimum intersymbol interference (ISI), with different combinations of IIR and FIR filters, with different SNR values. The features of communication channel spectra with minimum intersymbol interference and with different SNRs are described. The general table showing digital communication channels without the carrier having the minimum intersymbol interference is given. The features of setting IIR and FIR filters for suppression of intersymbol interference are described.

Keywords: *intersymbol interference (ISI), communication channel spectrum modeling technique with a high noise, Bit Error Rate (BER) characteristic, communication channel model in Vissim Comm 6.*

Программа VisSim Comm 6 дает возможность исследователю моделировать цифровые каналы связи от самых простых, содержащих только базовые функциональные блоки, до сложных, имеющих различные модуляторы и блоки помехоустойчивого кодирования. Удобный интерфейс программы и множество настроек упрощают задачу разработки каналов связи. В статье речь пойдет о методике моделирования спектров цифрового канала связи в программе VisSim Comm 6 при высоком уровне шума. Будут показаны основные особенности поведения спектров каналов связи, в которых вероятность появления ошибочного бита информации равна 10^{-5} при соотношении сигнал/шум 6.5–7.5 дБ. Также будут представлены характеристики Bit Error Rate (BER), определяющие качество каналов связи.

Аддитивный белый гауссов шум, который добавляет блок AWGN в компьютерных моделях VisSim, накладывается на испытываемый сигнал и ни в коем случае не умножается на него. Значение гауссового шума можно записать следующим соотношением:

$$n = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{\frac{-(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}. \quad (1)$$

Дисперсия белого шума может быть представлена как

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2}. \quad (2)$$

Как описано в [1] (с. 60, пар. 1.5.5.1.), «простая модель белого шума предполагает, что его спектральная плотность мощности $G_n(f)$ равномерна для всех частот, как показано на рис. 1. Записывается в следующем виде (формула 1.42):

$$G_n(f) = \frac{N_0}{2} \text{ Вт/Гц}. \quad (3)$$

Здесь коэффициент 2 включен для того, чтобы показать, что $G_n(f)$ – двусторонняя спектральная плотность мощности. Когда мощность шума имеет такую единообразную спектральную плотность, мы называем этот шум белым. Прилагательное «белый» используется в том же смысле, что и для белого света, содержащего равные доли всех частот видимого диапазона электромагнитного излучения.

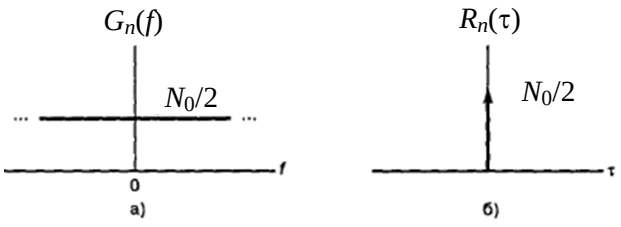


Рис. 1. Белый шум: а – спектральная плотность мощности; б – автокорреляционная функция

Автокорреляционная функция белого шума определяется обратным преобразованием Фурье спектральной плотности мощности шума и записывается следующим образом:

$$R_n(\tau) = F^{-1}\{G_n(f)\} = \frac{N_0}{2}\delta(\tau). \qquad (4)$$

Таким образом, автокорреляционная функция белого шума – это дельта-функция с весом $\frac{N_0}{2}$, находящаяся в точке $\tau = 0$, как показано на рис. 1б. Отметим, что $R_n(\tau)$ равна нулю для $\tau \neq 0$, т.е. две различные выборки белого шума не коррелируют, вне зависимости от того, насколько близко они находятся.

Среднюю нормированную мощность действительного сигнала можно записать так [1, с. 46]:

$$P_x = \int_{-\infty}^{\infty} G_x(f)df = 2\int_0^{\infty} G_x(f)df. \qquad (5)$$

Средняя мощность P_n белого шума бесконечна, поскольку бесконечна ширина полосы белого шума. Это можно увидеть, получив из уравнений (1.19) и (1.42) следующее выражение:

$$P_n = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_0}{2}df = \infty. \qquad (6)$$

Хотя белый шум представляет собой весьма полезную абстракцию, ни один случайный процесс в действительности не может быть белым; впрочем, шум, появляющийся во многих реальных системах, можно предположительно считать белым. Наблюдать такой шум мы можем только после того, как он пройдет через реальную систему, имеющую конечную ширину полосы. Следовательно, пока ширина полосы шума существенно больше ширины полосы, используемой системой, можно считать, что шум имеет бесконечную ширину полосы.

Дельта-функция в уравнении (1.43) означает, что случайный сигнал $n(t)$ абсолютно не коррелирует с собственной смещенной версией для любого $\tau > 0$. Уравнение (1.43) показывает, что любые две выборки процесса белого шума не коррелируют. Поскольку тепловой шум – это гауссов процесс и его выборки не коррелируют, выборки шума также являются независимыми [3]. Таким образом, воздействие канала с *аддитивным белым гауссовым шумом* на процесс детектирования состоит в том, что шум независимо воздействует на каждый переданный символ. Такой канал называется *каналом без памяти*. Термин «аддитивный» означает, что шум просто накладывается на сигнал или добавляется к нему – никаких мультипликативных механизмов не существует.

Поскольку тепловой шум присутствует во всех системах связи и для большинства систем является заметным источником шума, характеристики теплового шума (аддитивный, белый и гауссов) часто применяются для моделирования шума в системах связи. Поскольку гауссов шум с нулевым средним полностью характеризуется его *дисперсией*, эту модель особенно просто использовать при детектировании сигналов и проектировании **оптимальных** приемников. В данной книге мы будем считать (если не оговорено противное), что система подвергается искажению со стороны аддитивного белого гауссова шума с нулевым *средним*, хотя иногда такое упрощение будет чересчур сильным».

Замечена особенность спектральных характеристик при моделировании канала связи без несущей частоты. Для демонстрации этой особенности приведем несколько примеров применения разных типов фильтров в канале связи. Ключевым вариантом будет фильтр Баттерворта, так как именно по нему будет проведено сравнение. Моделирование будем проводить в программе VisSim Comm, как самой удобной и содержащей все необходимые для экспериментов функциональные блоки и их комбинации. Поскольку параметры и характеристики фильтров (приемного и передающего) были получены в

результате работы компьютерной модели поиска оптимальных параметров, появилась возможность провести эксперимент, который поможет выяснить следующие факторы:

1. Как ведут себя полученные в ходе моделирования комбинации фильтров приемный/передающий при низком/высоком соотношениях сигнал/шум в канале связи при уровне вероятности появления ошибки $10 \cdot e^{-5}$.

2. Какие характерные особенности должны наблюдаться у общей передаточной характеристики канала связи без межсимвольной интерференции (МСИ), а именно – интересует спектр канала связи от «цифрового начала» до «цифрового конца».

Для этого проведем следующий опыт. Поскольку анализатор BER в канале связи проверяет вероятность появления ошибочного бита при фиксированном, изначально заданном значении отношения сигнал/шум, то:

1. Зададим сначала минимальное значение отношения сигнал/шум в канале связи 7 дБ и посмотрим, как поведет себя АЧХ канала связи.

2. Далее максимальное значение отношения сигнал/шум в канале связи зададим равным 100 дБ.

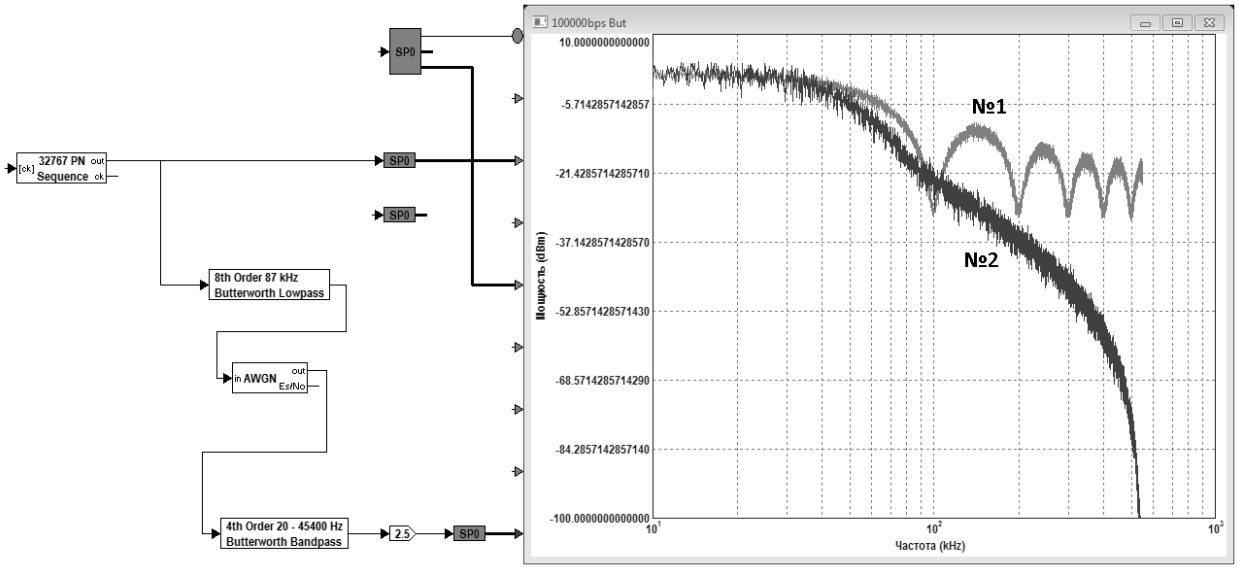


Рис. 2. Моделирование спектров канала связи без МСИ.
Спектр сигнала на выходе канала связи при соотношении сигнал/шум 7 дБ – под номером 2,
спектр псевдослучайной последовательности – под номером 1

Компьютерная модель канала связи представлена на рис. 2. Скорость псевдопоследовательности 100 кбит/с. Частота фильтра низкой частоты (передающего) 87000 Гц, полоса частот полосового фильтра (приемного) 20–45400 Гц. Оба фильтра являются фильтрами Баттерворта: передающий – 8-го порядка, приемный – 4-го порядка. Усиление в 2.5 раза необходимо для «поднятия» графика спектра до уровня спектра исходной кодовой последовательности (график №1). Спектр канала связи – график №2.

Блок **SP0** в модели – блок нахождения спектра сигнала через преобразование Фурье. Полученная АЧХ канала связи (график №2) обеспечивает соотношение сигнал/шум 6,5 дБ при вероятности появления ошибочного бита 10^{-5}. Модель, демонстрирующая этот факт, изображена на рис. 3. Поскольку компьютерная модель автоматического поиска оптимальных параметров выдает только несколько оптимальных результатов, то нам неизвестно, дают ли остальные типы фильтров характеристику BER около 6–7 дБ при вероятности 10^{-5}. Для ответа на этот вопрос было проведено моделирование на других типах фильтров. Применялись сочетания разных типов (Бесселя, Гаусса), разных порядков (например, фильтр Гаусса – передающий, фильтр приемный – «корень из приподнятого косинуса»), разные частоты среза, соотношения порядков и частот среза, дающие приблизительно ту же картину спектра при низком соотношении сигнал/шум (6–7 дБ), что и фильтры Баттерворта, найденные программой автоматического поиска оптимальных параметров. Результаты эксперимента приведены на рис. 4.

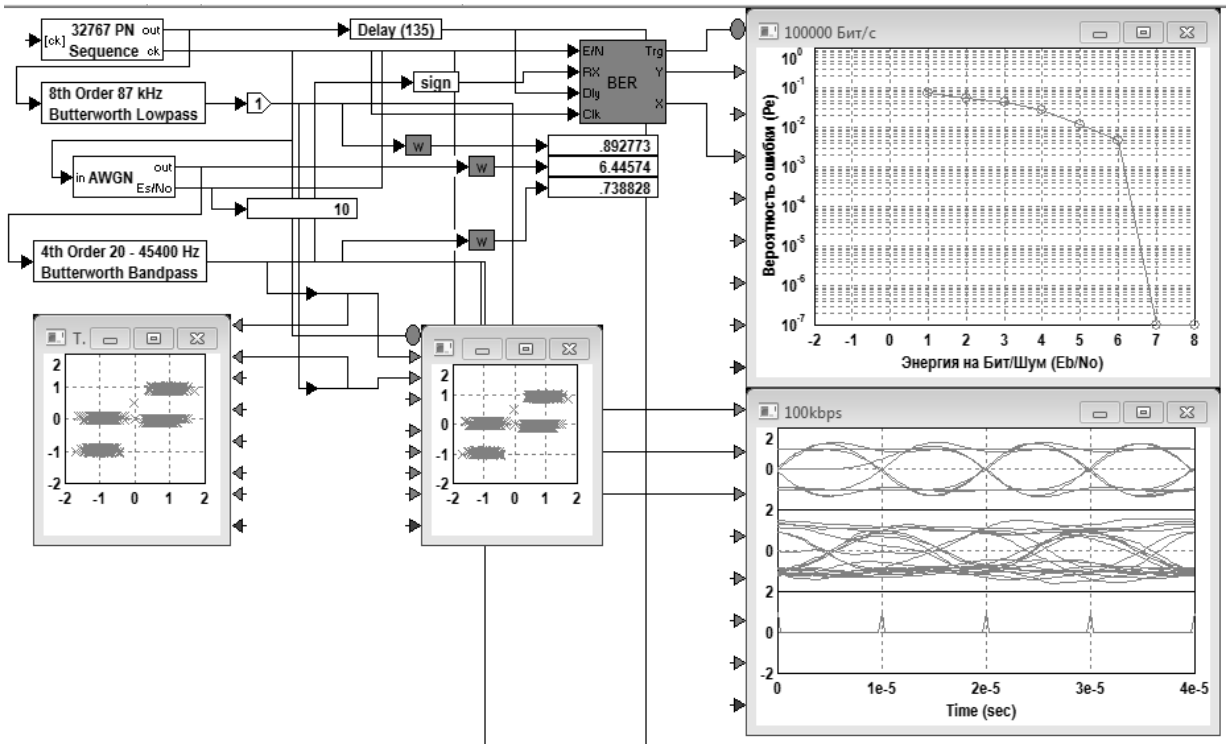


Рис. 3. Модель канала связи без несущей частоты и ее характеристика BER.
Применяются фильтры Баттерворта: ФНЧ 8-го порядка на передающем конце,
ПФ 4-го порядка – на приемном конце

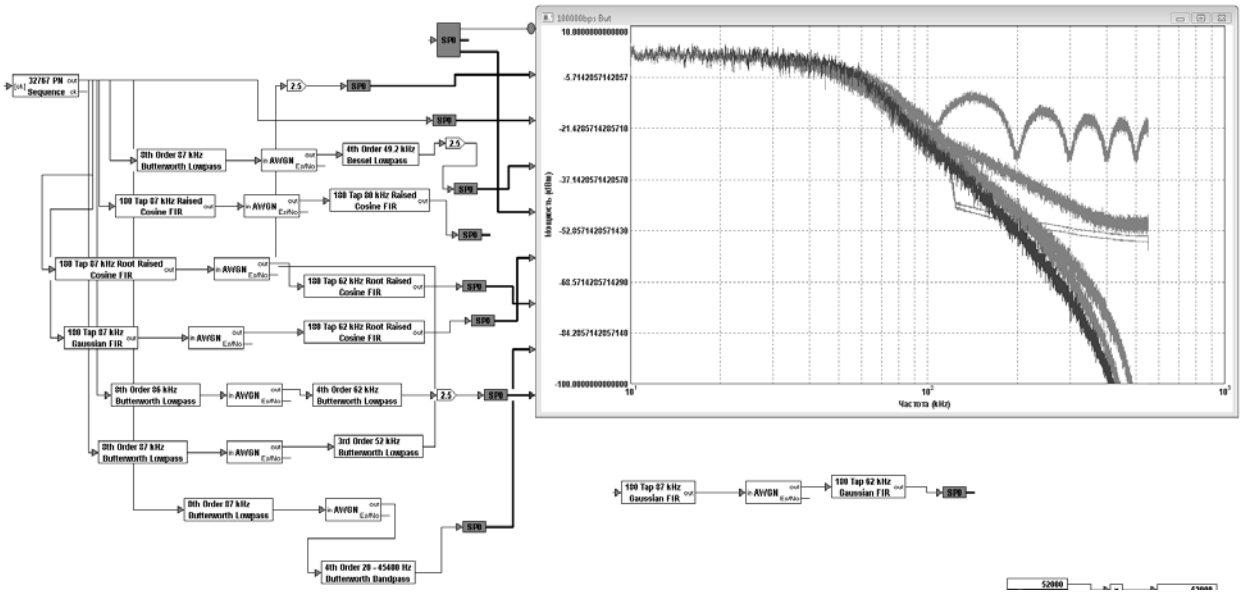


Рис. 4. АЧХ каналов связи с разными сочетаниями параметров фильтров,
которые дают приблизительно такую же характеристику BER, что и канал связи с фильтрами Баттерворта
(6,5–7 дБ при вероятности появления ошибочного бита информации $10e^{-5}$)

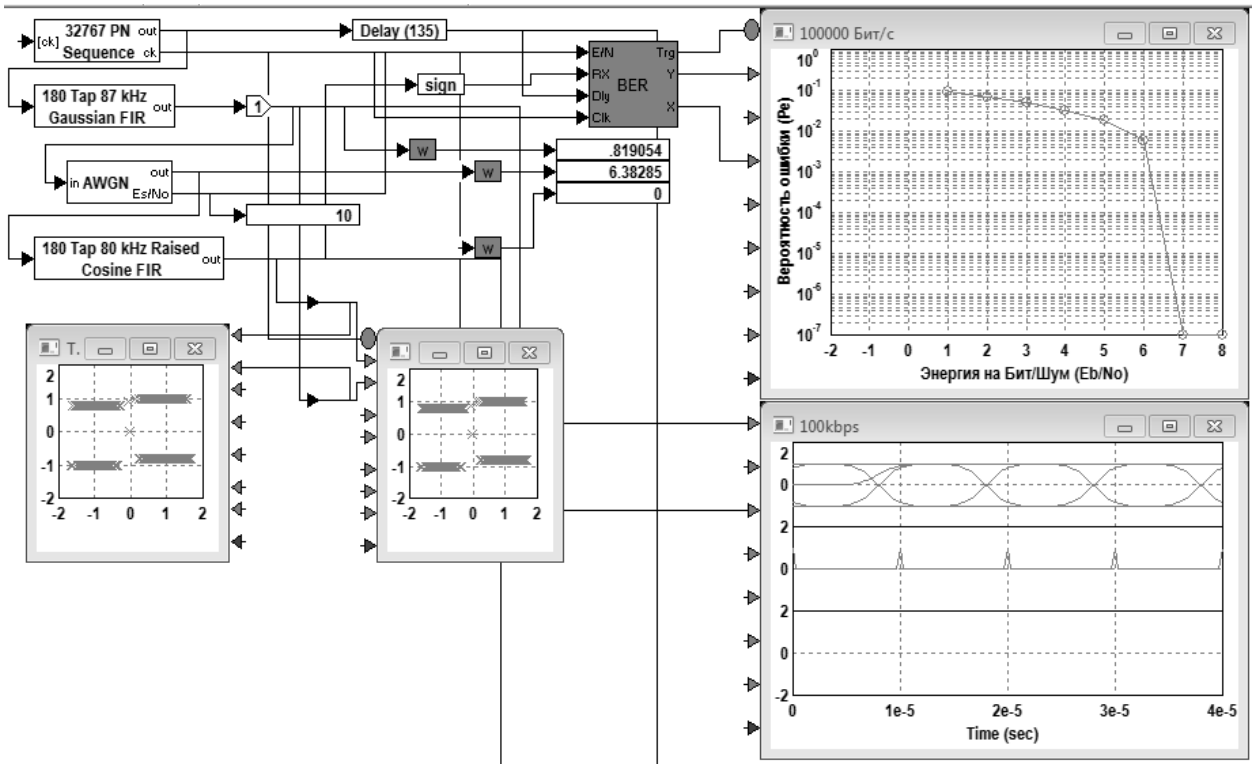


Рис. 5. Модель канала связи без несущей частоты и ее характеристика BER.
Применяются фильтры: ФНЧ Гаусса 180 коэффициентов на передающем конце,
ФНЧ «приподнятый косинус» 180 коэффициентов на приемном конце

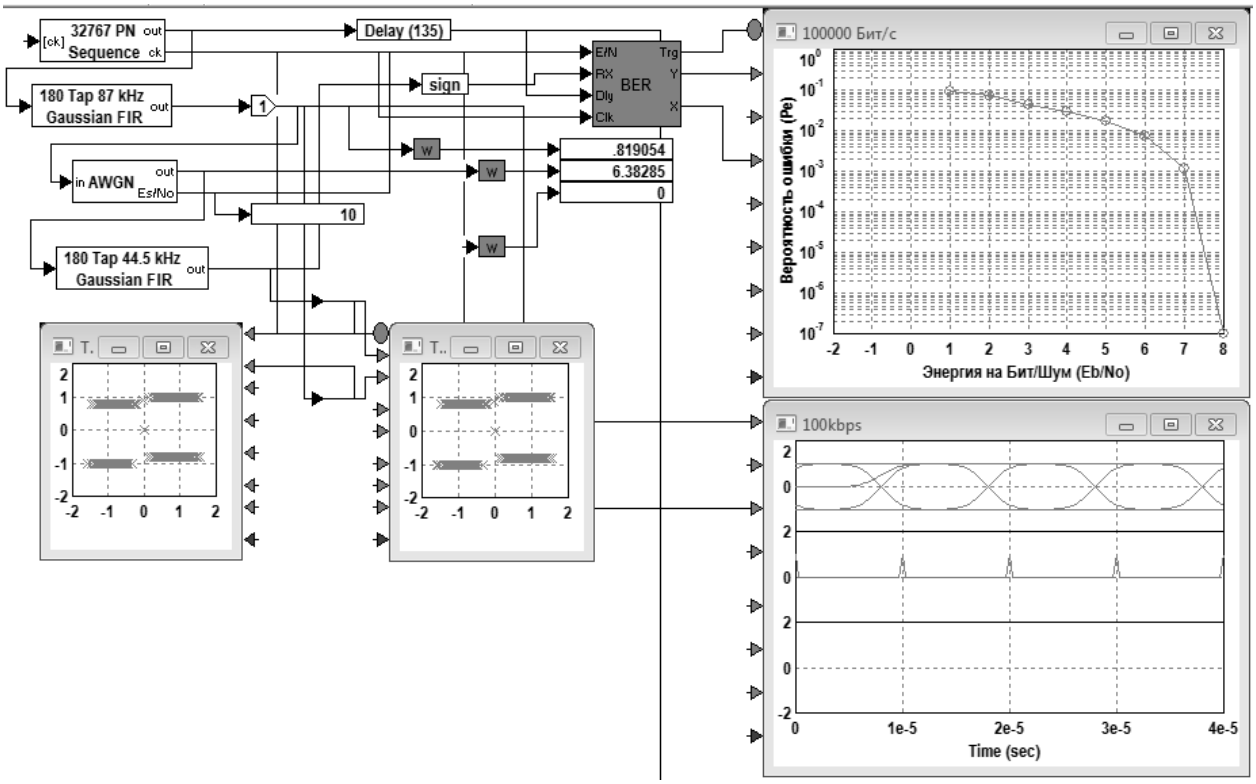


Рис. 6. Модель канала связи без несущей частоты и ее характеристика BER.
Применяются фильтры Гаусса: ФНЧ 180 коэффициентов на передающем конце,
ФНЧ 180 коэффициентов на приемном конце

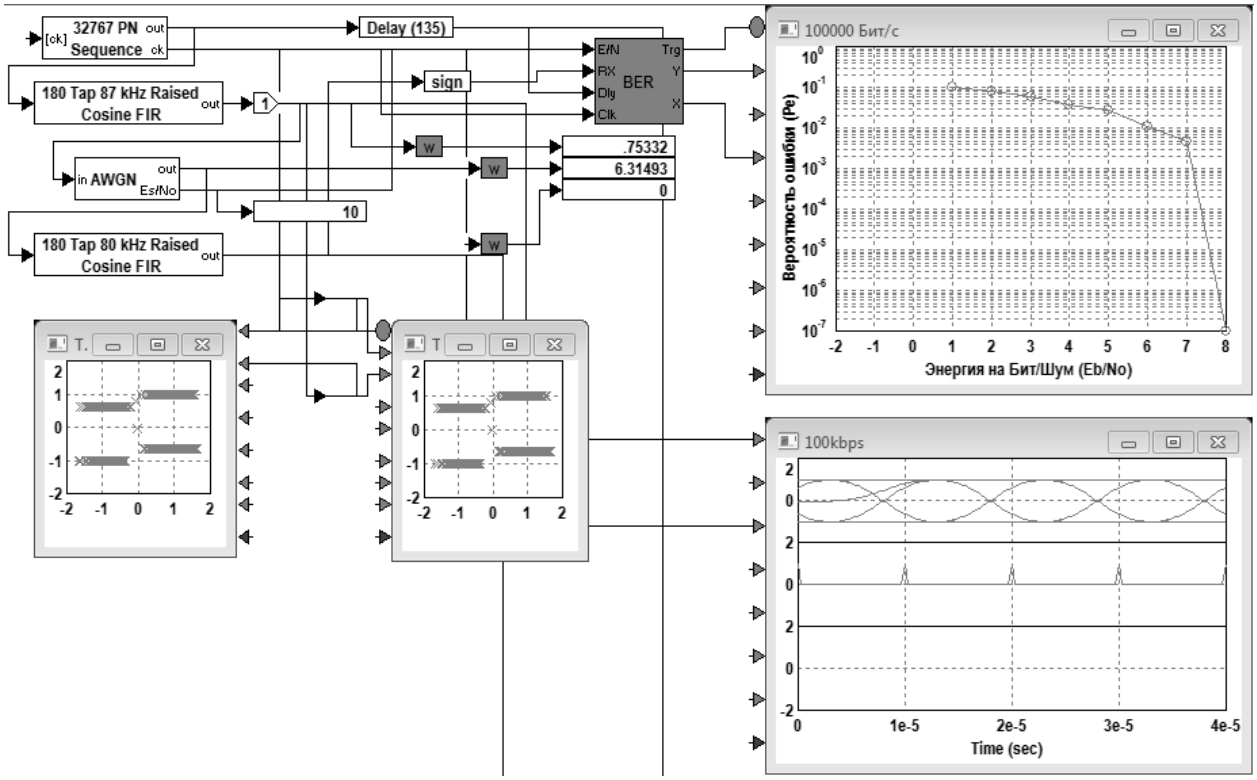


Рис. 7. Модель канала связи без несущей частоты и ее характеристика BER.
Применяются фильтры «приподнятый косинус»: ФНЧ 180 коэффициентов на передающем конце,
ФНЧ 180 коэффициентов на приемном конце

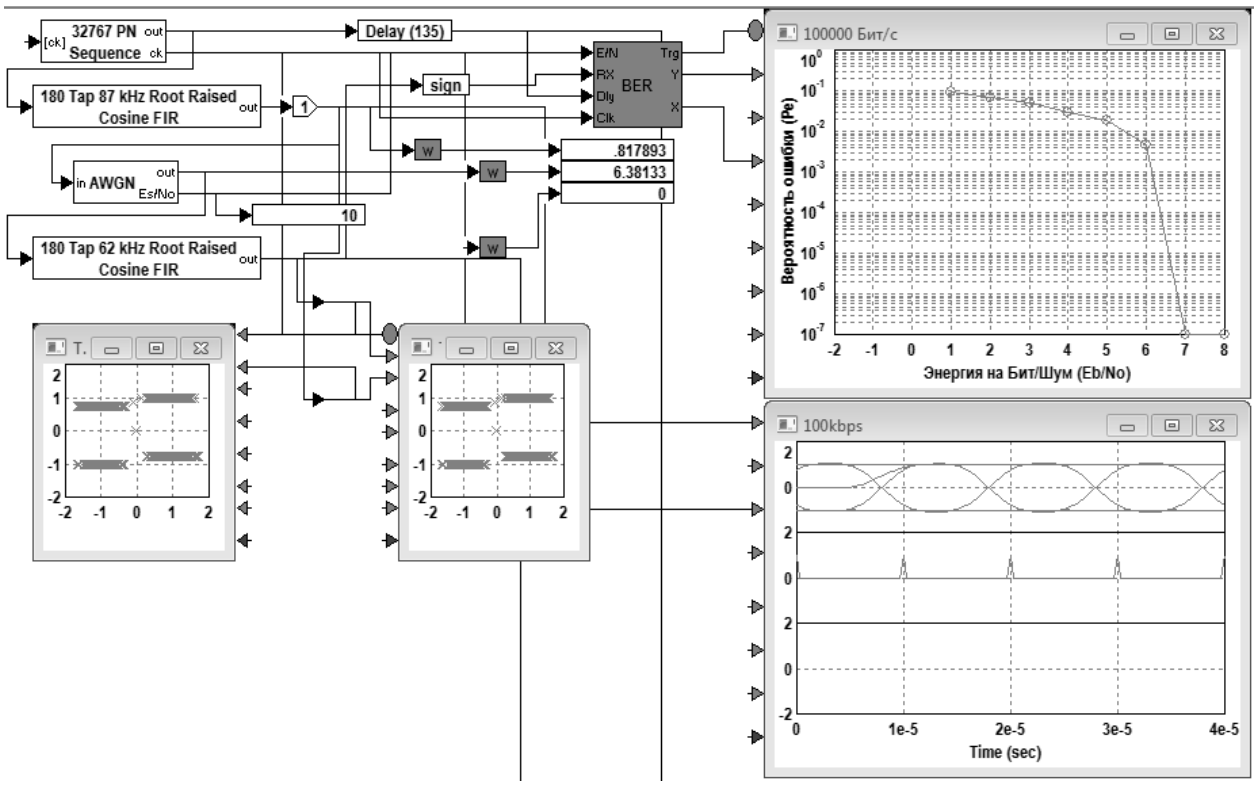


Рис. 8. Модель канала связи без несущей частоты и ее характеристика BER.
Применяются фильтры «корень из приподнятого косинуса»:
ФНЧ 180 коэффициентов на передающем конце, ФНЧ 180 коэффициентов на приемном конце

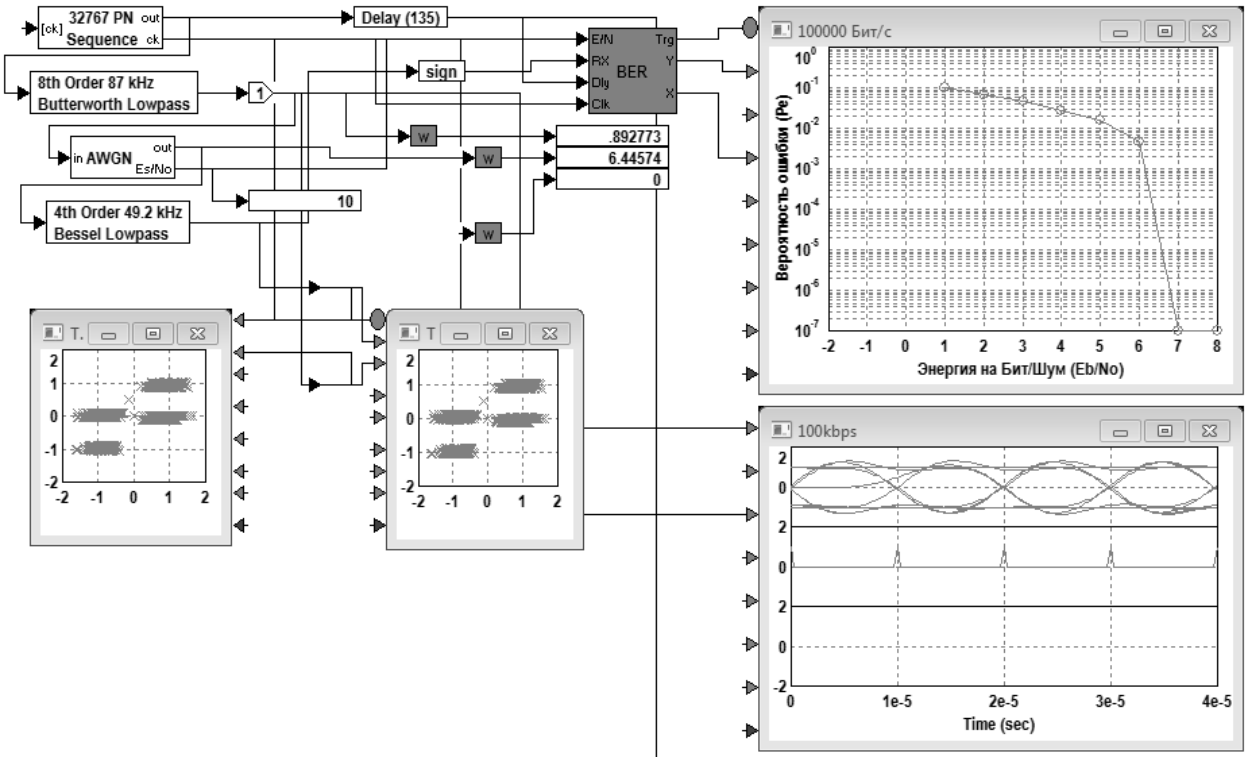


Рис. 9. Модель канала связи без несущей частоты и ее характеристика BER.
Применяются фильтры: ФНЧ Баттерворта 8-го порядка на передающем конце,
ФНЧ Бесселя 4-го порядка на приемном конце

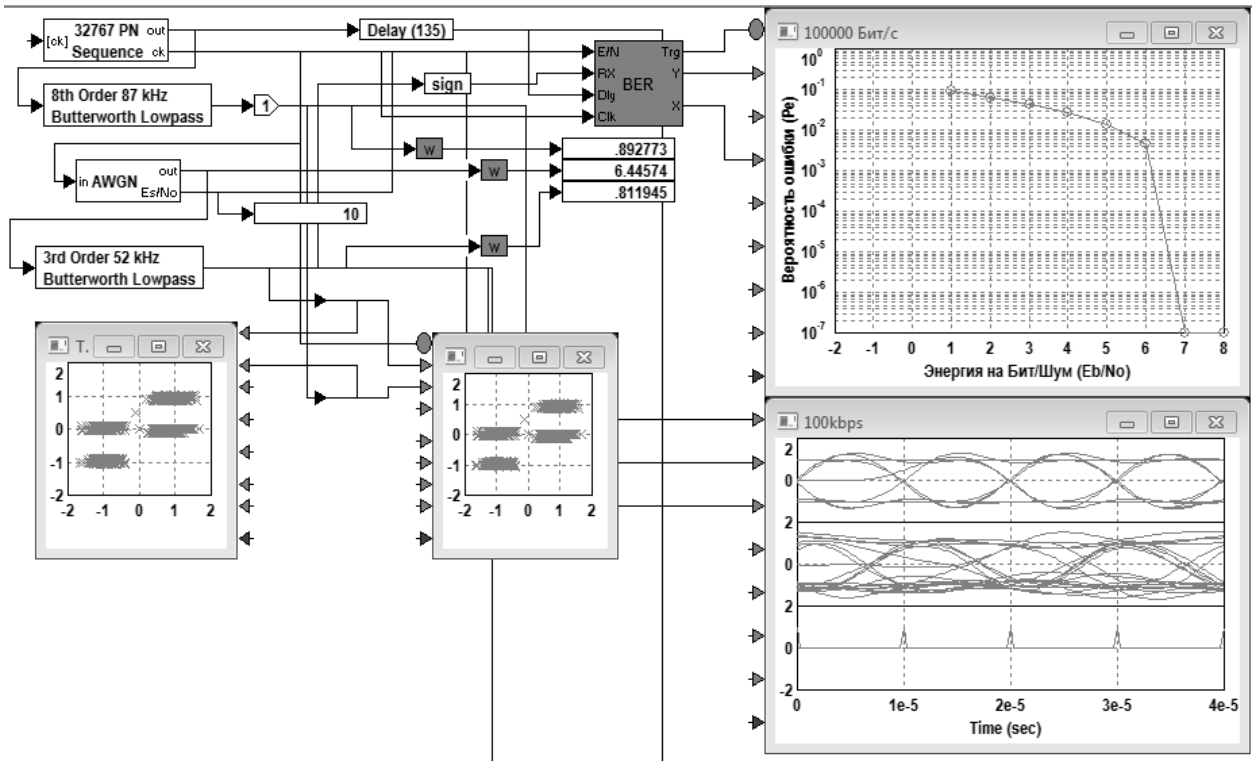


Рис. 10. Модель канала связи без несущей частоты и ее характеристика BER.
Применяются фильтры: ФНЧ Баттерворта 8-го порядка на передающем конце,
ФНЧ 3-го порядка – на приемном конце

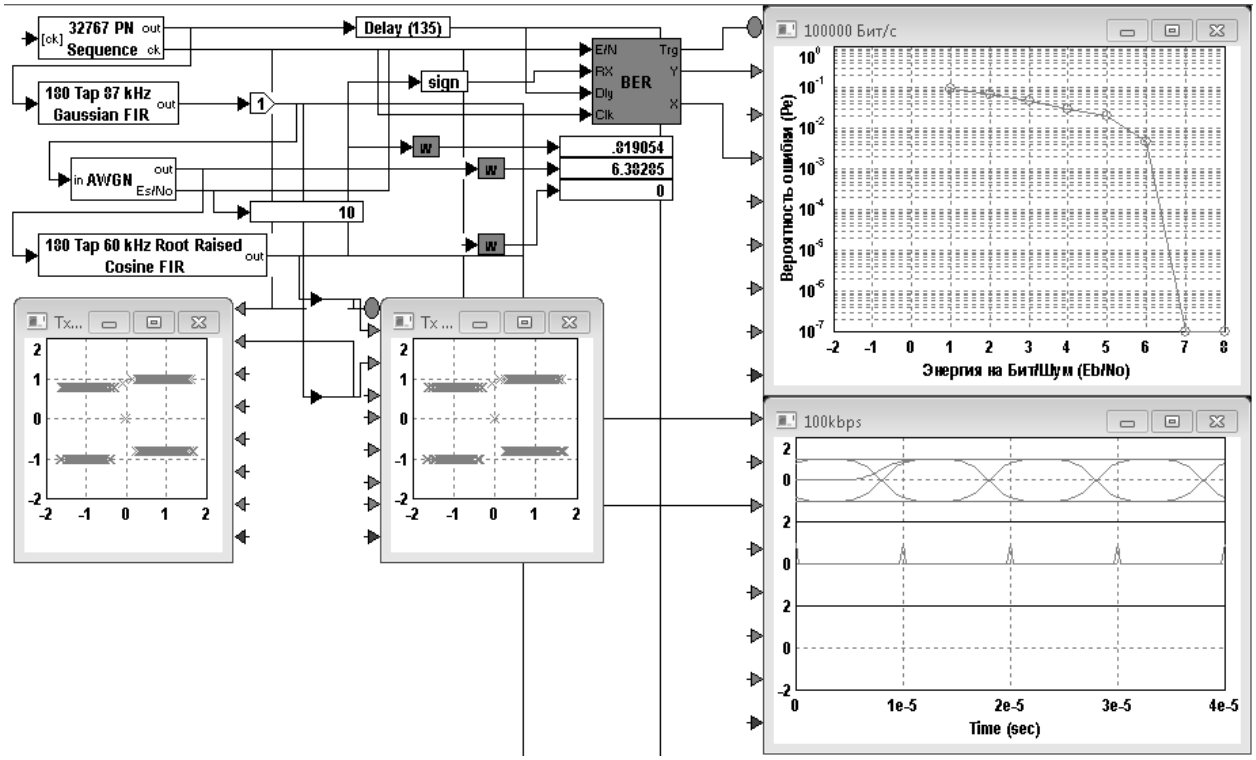


Рис. 11. Модель канала связи без несущей частоты и ее характеристика BER
Применяются фильтры: Гаусса 180 коэффициентов на передающем конце,
«корень из приподнятого косинуса» 180 коэффициентов на приемном конце

Во всех каналах связи в этой модели характеристика BER варьируется в пределах 6.5–7.5 дБ при вероятности появления ошибочного бита информации, равной 10^{-5}. Все каналы оптимизированы, и МСИ в них подавлена максимально. У большинства каналов наблюдается картина «касания» минимального значения гармоник псевдослучайной последовательности на удвоенной частоте Найквиста. В данном примере эта частота равна 50 кГц, скорость передачи равна 100 кбит/с.

Ниже приведены примеры характеристик BER для доказательства этого факта. Фигуры Лиссажу и глазковые диаграммы приведены в качестве косвенных оценок правильной работы фильтров в канале связи (рис. 5–11).

Приведем сводную таблицу параметров канала связи без несущей частоты на скорости 100000 кбит/с, МСИ в канале связи при этом отсутствует (табл. 1).

Таблица 1

Частоты среза различных типов фильтров для каналов связи без МСИ

№	Передающий фильтр	Приемный фильтр	Соотношение порядков или количества ветвлений (tap)	Частота среза передающего фильтра, Гц	Частота среза приемного фильтра, Гц	Eb/N_0 при вероятности 10^{-5}
1	Баттерворт ФНЧ	Бессель ФНЧ	8/4	87000	49200	6.5
2	Гаусс ФНЧ	«приподнятый косинус» ФНЧ	180/180	87000	80000	6.5
3	Гаусс ФНЧ	Гаусс ФНЧ	180/180	87000	44500	7.5
4	«приподнятый косинус» ФНЧ	«приподнятый косинус» ФНЧ	180/180	87000	80000	7.5
5	«корень из приподнятого косинуса» ФНЧ	«корень из приподнятого косинуса» ФНЧ	180/180	87000	62000	6.5
6	Баттерворт ФНЧ	Баттерворт ПФ	8/4	87000	20–45400	6.5
7	Баттерворт ФНЧ	Баттерворт ФНЧ	8/3	87000	52000	6.5
8	Гаусс ФНЧ	«корень из приподнятого косинуса» ФНЧ	180/180	87000	60000	6.5

Цветом помечен вариант, полученный с помощью программы автоматического поиска оптимальных параметров.

Из экспериментов можно сделать вывод, что похожую характеристику BER можно получить, используя разные типы фильтров, как попарно, так и в различных сочетаниях. Соотношения частот передающего и приемного фильтров для каждого из типов различны. То же самое можно сказать и о соотношении порядков фильтров: соотношение 8/4 – не единственное самое лучшее среди БИХ фильтров, соотношение 8/3 дает почти такой же результат, но отличие заключается в типах по полосе пропускания (эксперименты под номерами 6 и 7). Среди КИХ фильтров количество шагов, как показало моделирование, сильно не сказывается; соотношения 180/180, 150/150 допустимы и несильно влияют на характеристику BER, важно соблюдать соотношение частот передающего и приемного фильтров.

Отобразим в виде спектров канал связи с использованием фильтров Баттерворта при двух разных соотношениях сигнал/шум (рис. 12, 13).

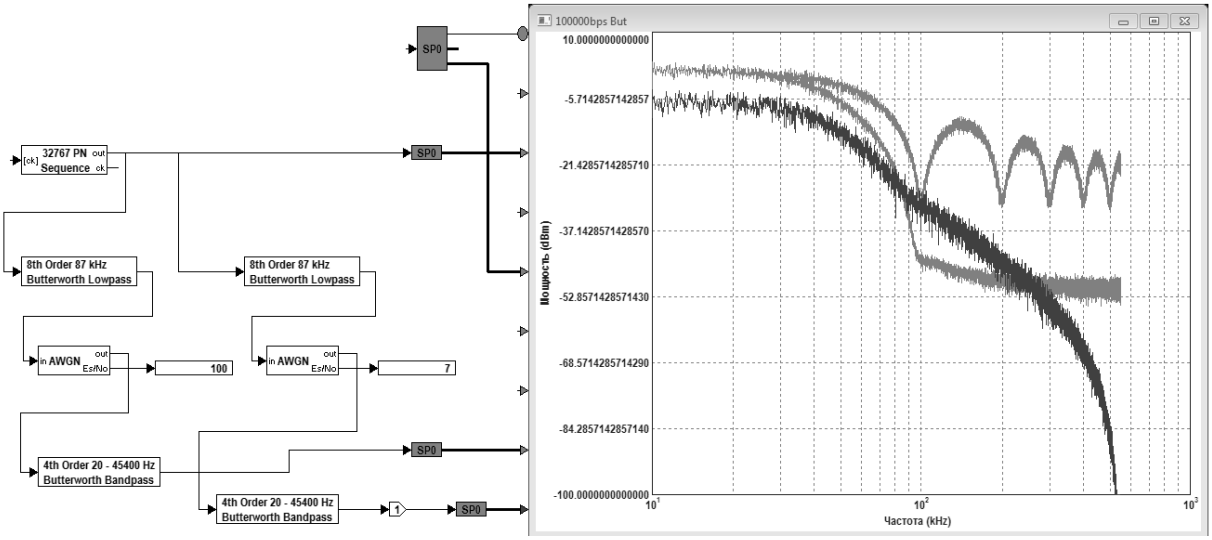


Рис. 12. Моделирование спектров канала связи без МСИ при двух значениях отношения сигнал/шум (7 и 100 дБ)

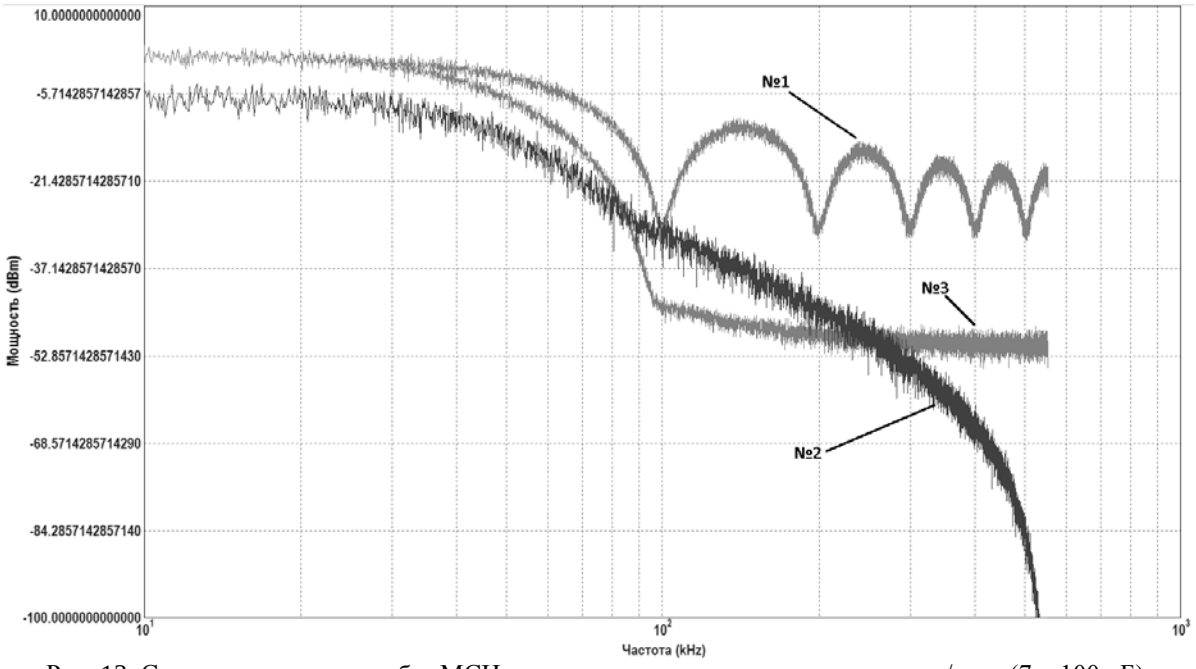


Рис. 13. Спектры канала связи без МСИ при двух значениях отношения сигнал/шум (7 и 100 дБ). Спектр сигнала на выходе канала связи при соотношении сигнал/шум 7 дБ – график под номером 2, спектр сигнала на выходе канала связи при соотношении сигнал/шум 100 дБ – график под номером 3, спектр псевдослучайной последовательности – график под номером 1

При соотношении сигнал/шум в канале связи 7 дБ на графике спектра на уровне –30 дБ, как раз вблизи границы минимума характеристики BER, наблюдается «касание» графика №2 (спектр канала связи при отношении сигнал/шум 7 дБ) и графика №1 (спектр псевдопоследовательности) на **удвоенной частоте Найквиста** (скорость передачи равна 100000 бит/с, уровень пересечения –30 дБ). При соотношении сигнал/шум в канале связи 100 дБ, можно видеть другую картину: спектр канала связи «опустился» вниз на 3 дБ при удвоенной частоте Найквиста. Таким образом, можно сделать вывод, что спектр канала связи при использовании БИХ фильтров не должен превышать минимальный (нулевой) уровень спектра псевдослучайной последовательности на удвоенной частоте Найквиста.

График под номером 3 – спектр канала связи при отношении сигнал/шум в нем 100 дБ. Выведен для наглядного сравнения со спектром при 7 дБ.

Рассмотрим случай, когда в канале связи используются КИХ фильтры. На рис. 14 представлена модель канала связи с использованием КИХ фильтров видов «приподнятый косинус», «корень из приподнятого косинуса», Гаусса. Для сравнения приводится спектр с использованием БИХ фильтров Баттерворта. Все три канала связи обеспечивают 6.5–7 дБ при вероятности появления ошибочного бита 10^{-5}. Все КИХ фильтры имеют по 180 ответвлений в своей реализации (рис. 14, 15).

Из результатов моделирования BER, приведенных в табл. 2, становится ясно, что особенность соотношений порядков приемного и передающего фильтров не распространяется на КИХ фильтры, и соотношение количества ветвлений (коэффициентов) может быть одинаковым, как, например, в приведенных экспериментах (180/180 tap).

Эмпирическим путем установлено, что соотношение 180/180 наиболее оптимально для КИХ фильтров. Число ветвлений ниже 150 приводит к ухудшению характеристик BER. Однако очень важно соблюдать соотношение частот среза приемного и передающего фильтров. Как показали опыты, эти соотношения для каждого из типов фильтров разные. Для обзора соотношений приводится табл. 2.

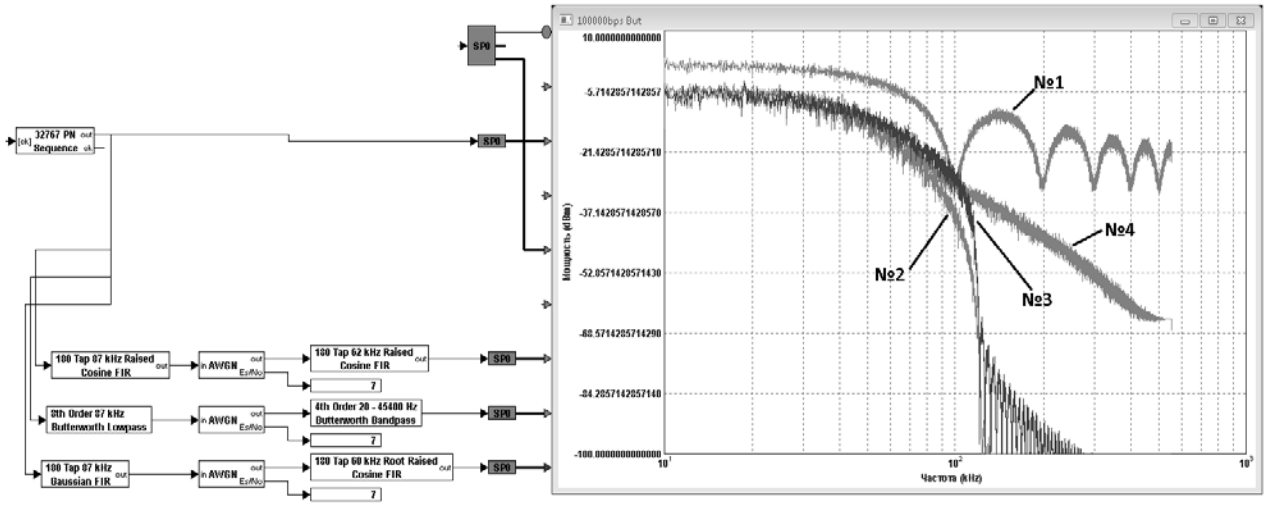


Рис. 14. Модель спектров канала связи без МСИ при отношении сигнал/шум 7 дБ. Демонстрация отличия спектра переданного сигнала при применении фильтров БИХ от спектров переданного сигнала при применении фильтров КИХ

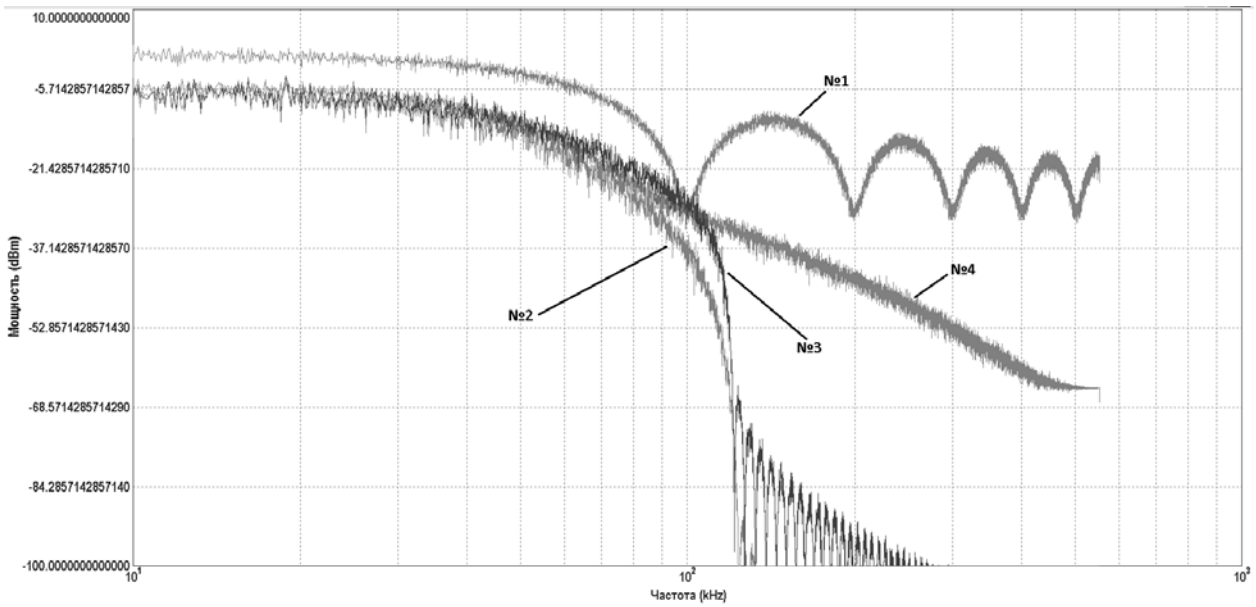


Рис. 15. Спектры канала связи без МСИ при отношении сигнал/шум 7 дБ.
Спектр канала связи с фильтрами «приподнятый косинус» – «приподнятый косинус» – график №2,
спектр канала связи с фильтрами Гаусс – «корень из приподнятого косинуса» – график №3,
спектр канала связи с фильтрами Баттерворт ФНЧ – Баттерворт ПФ – график №4,
спектр псевдослучайной последовательности – график №1

Таблица 2

Соотношения частот среза фильтров канала связи без МСИ

№	Передающий фильтр	Приемный фильтр	Соотношение порядков или количества ветвлений (tap)	Частота среза передающего, Гц	Частота среза приемного, Гц	Eb/No При вероятности 10^{-5}	Отношение частот среза приемного и передающего фильтров
1	Баттерворт ФНЧ	Бессель ФНЧ	8/4	87000	49200	6.5	1.77
2	Гаусс ФНЧ	«приподнятый косинус» ФНЧ	180/180	87000	80000	6.5	1.09
3	Гаусс ФНЧ	Гаусс ФНЧ	180/180	87000	44500	7.5	1.95
4	«приподнятый косинус» ФНЧ	«приподнятый косинус» ФНЧ	180/180	87000	80000	7.5	1.09
5	«корень из приподнятого косинуса» ФНЧ	«корень из приподнятого косинуса» ФНЧ	180/180	87000	62000	6.5	1.40
6	Баттерворт ФНЧ	Баттерворт ПФ	8/4	87000	20–45400	6.5	1.91
7	Баттерворт ФНЧ	Баттерворт ФНЧ	8/3	87000	52000	6.5	1.67
8	Гаусс ФНЧ	«корень из приподнятого косинуса» ФНЧ	180/180	87000	60000	6.5	1.45

По данным таблицы можно видеть, что отношения частот среза разные, зависят от типов использования фильтров.

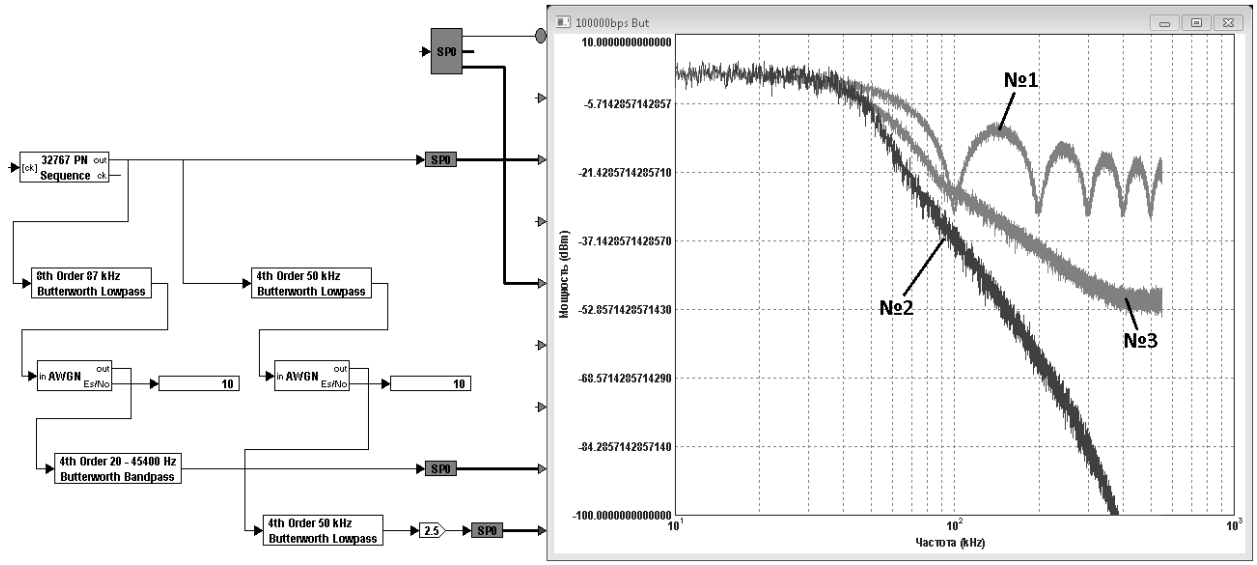


Рис. 16. Моделирование спектров канала связи без несущей частоты, с ФНЧ Баттерворта, с BT, равной 1.74 и 1, при соотношении сигнал/шум 10 дБ

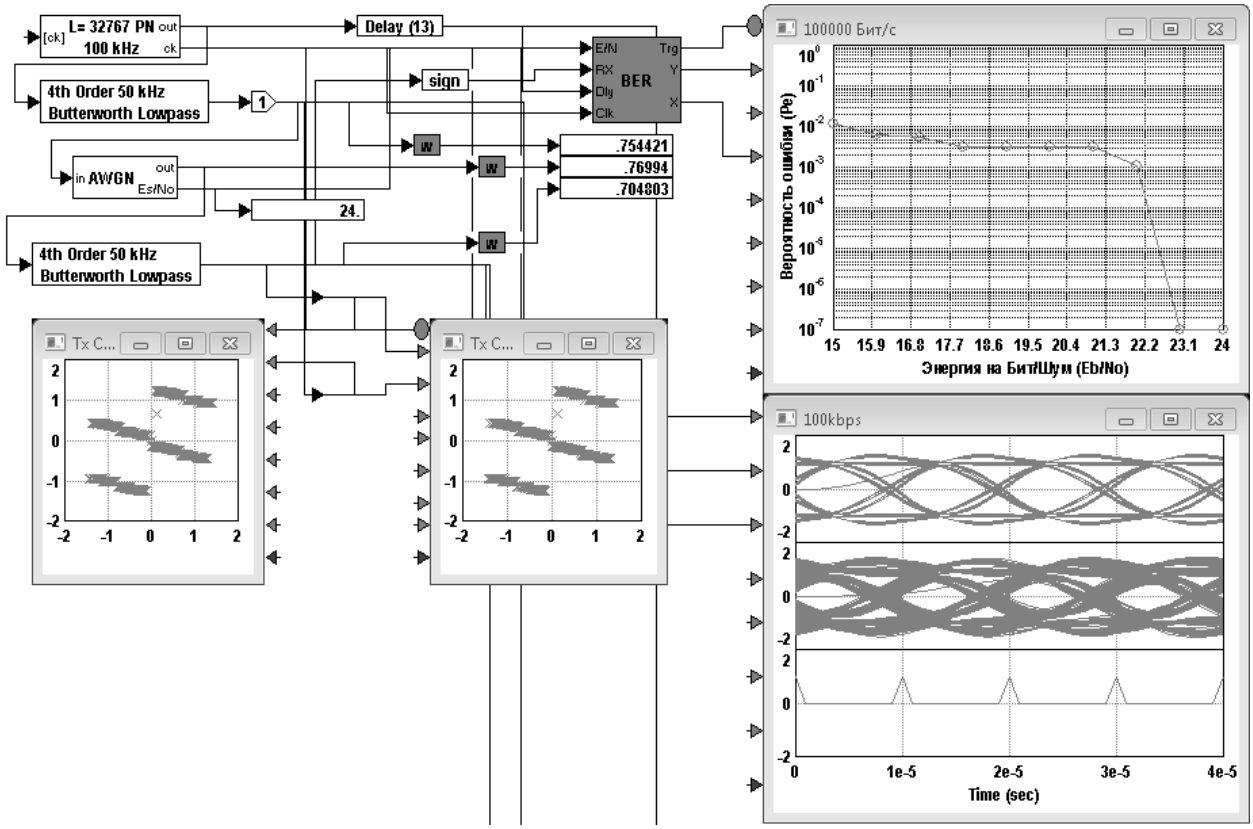


Рис. 17. Модель канала связи Баттерворт 4/4 с базой сигнала 0.5

Дополнительно, для сравнения спектра канала связи без МСИ с каналом связи, в котором наблюдается это явление, проделаем следующий опыт. Произведем моделирование двух каналов связи с использованием фильтров Баттерворта. В первом канале будут находиться ФНЧ 8-го порядка 87000 Гц (передающий БИХ фильтр) и ПФ 4-го порядка 20–45400 Гц (приемный фильтр); BT = 1.75 для передающего фильтра, BT = 0.87 для приемного фильтра, во втором канале будут находиться ФНЧ Баттерворта 4-го порядка на частоту среза 50000 Гц – передаю-

щий фильтр и точно такой же приемный фильтр (BT = 1). Произведем моделирование спектров этих каналов при двух соотношениях сигнал/шум: в первом случае – 10 дБ, во втором – 100 дБ. На рис. 16 видно, что спектр канала связи (график №3) при соотношении сигнал/шум в 10 дБ касается спектра кодовой последовательности на удвоенной частоте Найквиста. На рис. 3 проиллюстрировано моделирование BER этого канала связи, где данная характеристика равна 6.5 дБ при вероятности появления ошибочного бита 10^{-5}. В этом канале связи МСИ подавлена. График канала связи с BT = 1 (график №2) быстрее затухает, спад у него круче и BER гораздо больше, о чем свидетельствует моделирование, проиллюстрированное на рис. 17. Здесь мы имеем значение BER 22.5 дБ при вероятности появления ошибочного бита 10^{-5}. Таким образом, после проведения всех вариантов моделирования каналов связи без несущей частоты можно сделать вывод, что спектр помехоустойчивого канала связи без несущей частоты с ФНЧ Баттерворта, при соотношении сигнал/шум 6.5–20 дБ должен «касаться» спектра псевдослучайной последовательности. Последним примером служит рис. 16 (график №3). Стоит отметить, что псевдослучайная последовательность показана при отношении сигнал/шум в 100 дБ на всех рисунках.

Заключение

Новая методика «наполнения» канала связи белым гауссовым шумом дает возможность настроить АЧХ канала связи по спектру таким образом, что характеристика BER становится минимальной, что означает подавление МСИ до максимума. Такая методика позволяет отобразить спектр канала связи при низких отношениях сигнал/шум. Для того чтобы характеристика BER была минимальной, необходимо сформировать АЧХ канала связи, используя типы, порядки и полосы пропускания фильтров на обоих концах канала связи таким образом, чтобы образовался нужный спектр сигнала на выходе канала связи. Спектр канала связи без МСИ должен быть не ниже минимума спектра псевдослучайной последовательности на удвоенной частоте Найквиста при соотношении сигнал/шум от 6.5 до 10 дБ. Оба спектра должны «касаться» друг друга на частоте Найквиста. Соотношения для некоторых сочетаний фильтров приведены в табл. 1. Для обеспечения уменьшения характеристики BER (наличие МСИ) необходимо при использовании БИХ фильтров применять как соотношение порядков приемного и передающего фильтров, так и соотношение полос пропускания. При использовании КИХ фильтров допускается использование одинакового количества ветвлений (tap), но отношение частот не должно быть одинаковым. В процессе проведения моделирования было замечено, что КИХ фильтры в канале связи без МСИ должны иметь большое число ветвлений (150–180), то есть фильтры должны иметь очень высокий порядок по сравнению с БИХ фильтрами. Несоблюдение этого условия ведет к сильному ухудшению характеристики BER. КИХ фильтры с такими параметрами являются сложными техническими устройствами. Использование таких устройств оправдано только лишь в специализированной аппаратуре передачи данных, где применение столь сложных фильтров не приведет к существенному увеличению конечной стоимости изделия. Напротив, БИХ фильтры, обеспечивающие точно такие же параметры (фильтры Баттерворта, Бесселя), технически устроены гораздо проще и требуют для своей реализации менее затратную элементную базу.

Литература

1. *Дьяконов В.П.* Визуальное математическое моделирование. VisSim+Mathcad+MATLAB. Серия «Полное руководство». М.: СОЛОН-Пресс, 2004. 384 с.: ил..

2. *Зяблов В.В., Коробков Д.Л., Портной С.Л.* Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах. М.: Радио исвязь, 1991. 288 с.: ил.

3. *Прокис Дж.* Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

4. *Ратынский М.В.* Основы сотовой связи / Под ред. Д.Б. Зимина. М.: Радио и связь, 1998. 248 с.; ил.

5. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. 2-е. изд., испр. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.: ил.

Статья поступила в редакцию 3 сентября 2015 года

УДК 621.396.42

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ КОМПЛЕКСА УПРАВЛЕНИЯ

Д.Ю. Чаркин, начальник НТЦ, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: office@sozvezdie.su

Проводится анализ помехоустойчивости последовательной сети с DF-протоколом. Получена замкнутая система уравнений для расчета вероятности ошибки на бит в каналах с затуханием. Проведены численные расчеты.

Ключевые слова: *радиосеть, ретранслятор, вероятность ошибки на бит, BPSK-модуляция.*

CONTROL COMPLEX RADIO COMMUNICATION NETWORK JAMMING RESISTANCE ANALYSIS

D.Yu. Charkin, head of Scientific and Technical Centre, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: office@sozvezdie.su

The analysis of jamming resistance for a serial network using DF protocol. Closed equation system for calculating the probability of error per bit in attenuated channels is obtained. Numerical calculations are performed.

Keywords: *radio network, relay station, probability of error per bit, BPSK modulation.*

Передача информации от источника *S* до станции назначения *D* может быть осуществлена различными путями: один – прямой от источника до станции назначения, а другой – через ретранслятор. Ретрансляторы могут доставлять как аналоговые, так и цифровые данные. При передаче аналоговых сообщений используются ретрансляторы, обеспечивающие протокол AF (amplify-and-forward – «усилил-и-вперед»). При передаче цифровых данных используются ретрансляторы, обеспечивающие протокол DF-relay или DF (decode-and-forward – «декодировал-и-вперед»). В данном случае в ретрансляторе каждый принятый бит или символ декодируется, и декодированный бит или символ передается вперед. Ретрансляторы объединяются в сети, которым присущ ряд достоинств [1]:

– повышенная протяженность линий связи,

– высокая пропускная способность,

– высокая достоверность и помехоустойчивость передаваемой информации.

В ретрансляционных сетях, как и в любых системах радиосвязи [2–4], основным показателем качества передаваемой информации является *средняя вероятность ошибки на бит* (или *на символ*).

Целью настоящей статьи является разработка алгоритмов оценки помехоустойчивости ретрансляционных линий и сетей связи в УКВ-диапазоне. Данная цель достигается за счет вывода аналитических выражений для расчета вероятности ошибки на бит с учетом ослабления сигнала при распространении как для простейшей сети, так и для параллельных (кооперативных) и последовательных ретрансляционных сетей. Так как вероятность ошибки зависит от вида модуляции, то рассматривается BPSK (binary phase-shift keying – бинарная фазовая модуляция). Проведены численные расчеты и дана сравнительная оценка эффективности DF-протоколов.

1. Особенности затухания сигналов в УКВ диапазоне

Рассмотрим модель двулучевого распространения гармонического сигнала. Она применяется тогда, когда передающая и приемная антенны подняты над землей и разнесены на расстояние, превышающее десятки длин волн. Соответствующая схема передачи сигнала изображена на рис. 1 [5, 6].

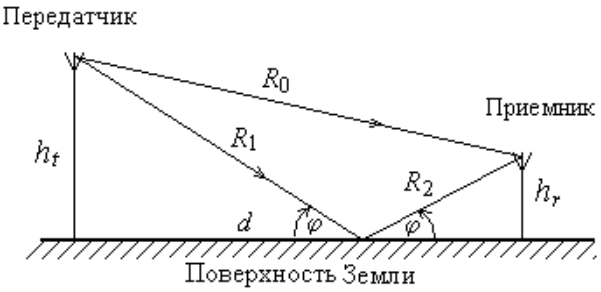


Рис. 1. Двулучевая модель распространения сигнала

Как видно из рисунка, в точку приема попадают два сигнала двумя различными путями:

 ISSN 1995-7009

прямой сигнал проходит расстояние R_0, а отраженный от земной поверхности сигнал – расстояние (R_1+R_2), где высоты передающей и приемной антенн обозначены через h_t и h_r.

В данной модели коэффициент отражения Френеля от земли предполагается равным –1. Это справедливо, если угол скольжения φ достаточно мал [5, 6]. Будем полагать, что амплитуды прямого и отраженного сигналов равны, хотя в действительности амплитуда отраженного сигнала всегда немного меньше (во-первых, из-за того, что расстояние (R_1+R_2) больше расстояния R_0, и, во-вторых, из-за поглощения части энергии падающей волны в земле). Это предположение выполняется тем точнее, чем меньше угол φ. Таким образом, сумма прямого и отраженного сигналов может быть представлена в виде

$$s(t) = s_0(t)\left[1-\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta\right)\right], \qquad (1.1)$$

где $\Delta=[(R_1+R_2)-R_0]$ – разность хода лучей. Мощность принятого сигнала можно записать в виде [6]

$$P_r = P_0\left|1-\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta\right)\right|^2 = 4P_0\sin^2\left(\frac{\pi}{\lambda}\Delta\right), \qquad (1.2)$$

где $P_0=|s_0(t)|^2$ – мощность прямого сигнала на входе приемника. Разность хода Δ в зависимости от расстояния d и высот передающей и приемной антенн h_t и h_r определяется из геометрии рис. 1, где расстояния связаны между собой соотношениями

$$\left.\begin{aligned} R_0 &= \sqrt{d^2+(h_t-h_r)^2}, \\ R_1+R_2 &= \sqrt{d^2+(h_t+h_r)^2}. \end{aligned}\right\} \qquad (1.3)$$

Преобразовывая (1.3), получаем следующие выражения:

$$\left.\begin{aligned} R_0 &= d\sqrt{1+\frac{(h_t-h_r)^2}{d^2}}, \\ R_1+R_2 &= d\sqrt{1+\frac{(h_t+h_r)^2}{d^2}}. \end{aligned}\right\} \qquad (1.4)$$

Предполагается, что расстояние между передающей и приемной антеннами настолько большое, что $d^2 \gg (h_t+h_r)^2$. Ограничиваясь главным членом разложения в ряд Тейлора квадратного корня, получаем из (1.4) приближенные равенства

$$\left.\begin{aligned} R_0 &\approx d\left(1+\frac{(h_t-h_r)^2}{2d^2}\right), \\ R_1+R_2 &\approx d\left(1+\frac{(h_t+h_r)^2}{2d^2}\right). \end{aligned}\right\} \qquad (1.5)$$

Подставляя приближенные значения (1.5) в выражение для разности хода прямого и отраженного лучей, получим

$$\Delta = (R_1+R_2)-R_0 \approx \frac{(h_t+h_r)^2-(h_t-h_r)^2}{2d} = \frac{2h_th_r}{d}. \qquad (1.6)$$

После подстановки (1.5) в (1.2) получаем выражение для результирующей мощности сигнала в точке приема:

$$P_r = 4P_0\sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda}\frac{h_th_r}{d}\right). \qquad (1.7)$$

Мощность сигнала прямого луча находится в соответствии с законом затухания в свободном пространстве и равна [5, 6]

$$P_0 = P_tG_tG_r\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2. \qquad (1.8)$$

С учетом изложенного получаем выражение для мощности принятого сигнала в рамках двулучевой модели:

$$P_r = 4P_tG_tG_r\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2\sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda}\frac{h_th_r}{d}\right). \qquad (1.9)$$

Множитель $g=\sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda}\frac{h_th_r}{d}\right)$ принято называть *функцией ослабления земли* [5, 6]. Учитывая, что для малых значений аргумента синус можно аппроксимировать линейной функцией, т.е.

$$\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}\frac{h_th_r}{d}\right)\approx\left(\frac{2\pi}{\lambda}\frac{h_th_r}{d}\right),$$

из (1.9) получим соотношение, связывающее мощности передатчика P_t и приемника P_r [5, 6] (формула Б.А. Введенского):

$$P_r = P_tG_tG_r\left(\frac{h_th_r}{d^2}\right)^2, \qquad (1.10)$$

где G_t и G_r – коэффициенты усиления передающей и приемной антенны.

Таким образом, для УКВ диапазона в границах двулучевой модели мощность сигнала убывает с расстоянием обратно пропорционально четвертой степени и не зависит от длины волны, тогда как для свободного пространства мощность убывает обратно пропорционально квадрату расстояния и прямо пропорционально квадрату длины волны.

2. Вероятность ошибки на бит для последовательной DF-сети

В DF-протоколе каждый принятый бит декодируется и отправляется следующей станции. Например, для BPSK модуляции информационные биты передаются с помощью импульсов, принимающих значения ±1, и декодируются в ±1. Функция преобразования сигнала для каждой станции может быть представлена как

$$f_{\mathrm{DF}}(x) = \sqrt{P_R}\,\mathrm{sign}\,(x), \qquad (2.1)$$

где P_R – мощность сигнала ретранслятора, $\mathrm{sign}(x)$ – знак x. Для DF-протокола ошибка происходит, если источник S передавал символ +1, а на станции назначения принят символ –1 или наоборот. Следовательно, ошибка происходит тогда, когда ошибка произошла на линии $S\to R$, а на линии $R\to D$ передача безошибочна, либо на линии $S\to R$ передача была безошибочна, а на линии $R\to D$ – с ошибкой. Заметим, что если ошибка произошла на линии $S\to R$ и $R\to D$, то бит передан безошибочно, т.к. в этом случае имели место преобразования вида $1\to -1\to 1$. Следовательно, если обозначить через P_{SR} вероятность ошибки на линии $S\to R$, а через P_{RD} – вероятность ошибки на линии $R\to D$, то вероятность ошибки на бит в простейшей сети может быть записана следующим образом:

$$P_E^b = P_{SR}(1-P_{RD}) + P_{RD}(1-P_{SR}) = \\ = P_{SR} + P_{RD} - 2P_{SR}P_{RD}. \qquad (2.2)$$

Определим вероятность ошибки на бит для линии $S\to R$. Известно [7], что для двоичной фазовой модуляции (BPSK) сигналы для передачи символов +1 и –1 $s_1(t)$ и $s_2(t)$ противоположны и, следовательно, вероятность ошибки равна

$$P_E = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \qquad (2.3)$$

где E_b – энергия бита, N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности шума,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-u^2/2}\,du.$$

Энергия бита $E_b = P_S T_b$, где P_S – мощность сигнала, T_b – длительность бита, которая для M-фазовой модуляции связана со скоростью передачи данных R соотношением [7]

$$T_b = \frac{\log_2 M}{R}. \qquad (2.4)$$

Необходимая минимальная ширина полосы для передачи бита

$$W = \frac{1}{T_b}. \qquad (2.5)$$

С учетом изложенного выражение для отношения сигнал-шум можно преобразовать к виду

$$\gamma = \frac{E_b}{N_0} = \frac{P_S T_b}{N_0} = \frac{P_S}{N_0 W} = \frac{P_S}{\sigma^2}. \qquad (2.6)$$

После подстановки (2.6) в (2.3) и (2.2) получим выражение для вероятности ошибки на бит для простейшей DF-сети:

$$P_E^b = Q(\sqrt{2\gamma_{SR}}) + Q(\sqrt{2\gamma_{RD}}) - \\ -2Q(\sqrt{2\gamma_{SR}})\,Q(\sqrt{2\gamma_{RD}}), \qquad (2.7)$$

где

$$\gamma_{SR} = \frac{P_S}{\sigma^2}, \quad \gamma_{RD} = \frac{P_R}{\sigma^2}, \qquad (2.8)$$

P_S – мощность сигнала источника S, P_R – мощность ретрансляционной станции R.

Выражения (2.7) и (2.8) позволяют рассчитать вероятность ошибки на бит в зависимости от отношения сигнал-шум для простейшей сети. Однако используемая методика предоставляет возможность получения рекуррентной формулы для вычисления вероятности побитовой ошибки последовательной ретрансляционной сети (рис. 2).

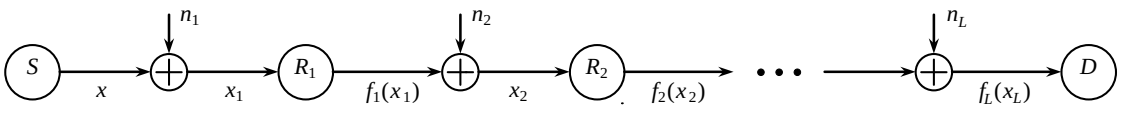


Рис. 2. Сеть последовательных ретрансляционных станций

Для последовательной сети, состоящей из L станций $R_1, R_2, \ldots, R_L$ (рис. 2), каждая станция R_{i-1} декодирует принятый символ в $\hat{x}_{i-1}$, а затем осуществляет передачу к следующей станции R_i. Принятый станцией R_i символ может быть записан следующим образом:

$$y_i = g_i \hat{x}_{i-1} + n_i, \qquad (2.9)$$

где g_i – коэффициент затухания на линии R_{i-1}–R_i, n_i – шумовая составляющая (гауссовская случайная величина с нулевым средним и дисперсией σ^2). Обозначив, как и ранее, через γ_i отношение сигнал-шум в линии от R_{i-1} к R_i, а через $P_{i-1,\,i}(\gamma_i)$ – вероятность ошибки при передаче информационного бита от R_{i-1} к R_i, искомую вероятность ошибки на бит можно вычислить по рекуррентным формулам.

Для удобства дальнейших преобразований введем обозначения: R_0 – источник S; R_{L+1} – станция назначения D; γ_i – отношение сигнал-шум на участке $R_{i-1} \to R_i$; $P_{i-1,\,i}(\gamma_i)$ – вероятность ошибки на участке $R_{i-1} \to R_i$; P_i^b – вероятность ошибки доведения информационного бита от источника до i-й ретрансляционной станции. При передаче информации сигналами ± 1 ошибка в станции R_i возможна в двух случаях:

а) до станции R_{i-1} бит был передан правильно, а на участке $R_{i-1} \to R_i$ произошла ошибка;

б) ошибка произошла до станции R_{i-1}, а на участке $R_{i-1} \to R_i$ ошибки не было.

Поэтому для вероятности ошибки имеет место рекуррентное соотношение

$$P_i^b = (1-P_{i-1}^b)P_{i-1,\,i}(\gamma_i) + \\ + [1-P_{i-1,\,i}(\gamma_i)]P_{i-1}^b, \qquad (2.10)$$

где $i = 1,2,\ldots,L+1$. Результирующая вероятность ошибки получается из (2.10) при $i = L+1$:

$$P_{L+1}^b = (1-P_L^b)P_{L,\,L+1}(\gamma_L) + \\ + [1-P_{L,\,L+1}(\gamma_L)]P_L^b. \qquad (2.11)$$

Фигурирующая в рекуррентной формуле вероятность ошибки $P_{i-1,\,i}$ при известных значениях отношения сигнал-шум γ_i определяется согласно (2.3) и равна

$$P_{i-1,i}(\gamma_i) = Q\left(\sqrt{2\gamma_i}\right). \qquad (2.12)$$

Обозначим отношение сигнал-шум в каналах от S к R и от R к D соответственно через γ_{SR} и γ_{RD}, которые с учетом затухания в каналах можно записать следующим образом:

$$\gamma_{SR} = |g_{SR}|^2 \overline{\gamma}, \quad \gamma_{RD} = |g_{RD}|^2 \overline{\gamma}, \qquad (2.13)$$

где $\overline{\gamma} = P_s/\sigma^2$ – среднее значение отношения сигнал-шум в незатухающем канале.

Заметим, что отношение сигнал-шум γ_i зависит от расстояния между $(i-1)$-й и i-й ретрансляционными станциями R_{i-1} и R_i, которое обозначим через ℓ_i. Расстояние между источником S и станцией назначения D обозначим через ℓ. Полагаем, что все станции имеют одинаковую мощность P_s, одинаковую дисперсию шумовых составляющих σ^2 и выходное отношение сигнал-шум

$$\overline{\gamma}_0 = \frac{P_s}{\sigma^2}. \qquad (2.14)$$

Полагаем также, что потери в мощности определяются уравнением (1.10). Тогда отношение сигнал-шум на входе R_i (i-й ретрансляционной станции) равно

$$\gamma_i = \frac{G_{ti}\, G_{r(i+1)}\,(h_{ti}\, h_{r(i+1)})^2}{\ell_i^4}\,\gamma_0, \qquad (2.15)$$

где G_{ti}, G_{ri}, h_{ti}, h_{ri} – коэффициенты усиления и высоты передающей и приемной антенн i-й станции. С целью упрощения дальнейших выкладок предположим, что станции приблизительно одинаковы (то есть одинаковы коэффициенты усиления и высоты передающих и принимающих антенн). Для оценки эффективности ретрансляционной сети примем за основной параметр отношение сигнал-шум на входе станции назначения D при передаче сигнала от источника напрямую без ретрансляций:

$$\gamma_{SD} = \frac{G_{tS}\, G_{rD}\,(h_{tS}\, h_{rD})^2}{\ell^4}\,\gamma_0. \qquad (2.16)$$

Определив γ_0 из (2.16), после подстановки в (2.15) для однотипных станций получим

$$\gamma_i = \gamma_{SD}\left(\frac{\ell}{\ell_i}\right)^4. \qquad (2.17)$$

Следовательно, отношение сигнал-шум между R_{i-1} и R_i определяется по формуле (2.17), а в рекуррентной формуле (2.11) для вычисления вероятности ошибки используется выражение

$$P_{i-1,i}(\gamma_i) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{SD}\left(\frac{\ell}{\ell_i}\right)^4}\right), \qquad (2.18)$$

где, как и ранее, $Q(x)$ – функция, дополнительная к интегралу вероятностей (гауссовская Q-функция). Из (2.17) можно видеть, что сокращение расстояния вдвое приводит к выигрышу в отношении сигнал-шум на 12 дБ. Заметим, что расстояния ℓ_i и ℓ должны удовлетворять неравенству многоугольника

$$\ell_1 + \ell_2 + \ldots + \ell_L \geq \ell. \qquad (2.19)$$

Равенство в (2.19) достигается тогда, когда все ретрансляторы находятся на отрезке прямой между источником и станцией назначения (*струнная топология*).

3. Численные расчеты

Чтобы абстрагироваться от конкретных значений мощностей передатчиков и расстояний, в качестве основного параметра для сравнения выберем отношение сигнал-шум на входе станции назначения при передаче сигнала напрямую без ретрансляций. Рассмотрим два варианта: первый – когда мощности всех ретрансляторов одинаковы при сохранении постоянной суммарной мощности сети, т.е. $P_i=P/(L+1)$ (где P – суммарная мощность сети, L – число ретрансляторов), и второй вариант – когда мощности ретрансляторов равны мощности источника ($P_i=P$).

Струнная топология сети. В качестве первого примера, иллюстрирующего эффективность применения ретрансляционных сетей, рассмотрим сеть струнной топологии, когда ретрансляторы равноудалены друг от друга и располагаются на отрезке прямой между источником S и станцией назначения D. Для определенности положим, что станция назначения находится на границе прямой видимости, т.е. $\ell = 3{,}57(\sqrt{h_t}+\sqrt{h_r})$ [км] [6].

Потери в отношении сигнал-шум L_{SNR} определяются согласно (2.15) и для G_t=14 дБ, G_r=19 дБ, $h_t=8$ м, $h_r=31{,}5$ м составляют L_{SNR}=141,3 дБ, а прямая видимость – $\ell=30{,}3$ км. Аналогично: для $G_t=G_r$=14 дБ, $h_t=h_r=8$ м L_{SNR}=131,9 дБ, $\ell=20{,}2$ км.

На рис. 3а приведены полученные по рекуррентным формулам (2.10) графики зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал-шум на входе станции назначения при прямой передаче в условиях сохранения суммарной мощности сети.

Аналогичные графики зависимости приведены на рис. 3б, где мощность каждого ретранслятора равна мощности источника (суммарная мощность сети растет пропорционально числу ретрансляторов).

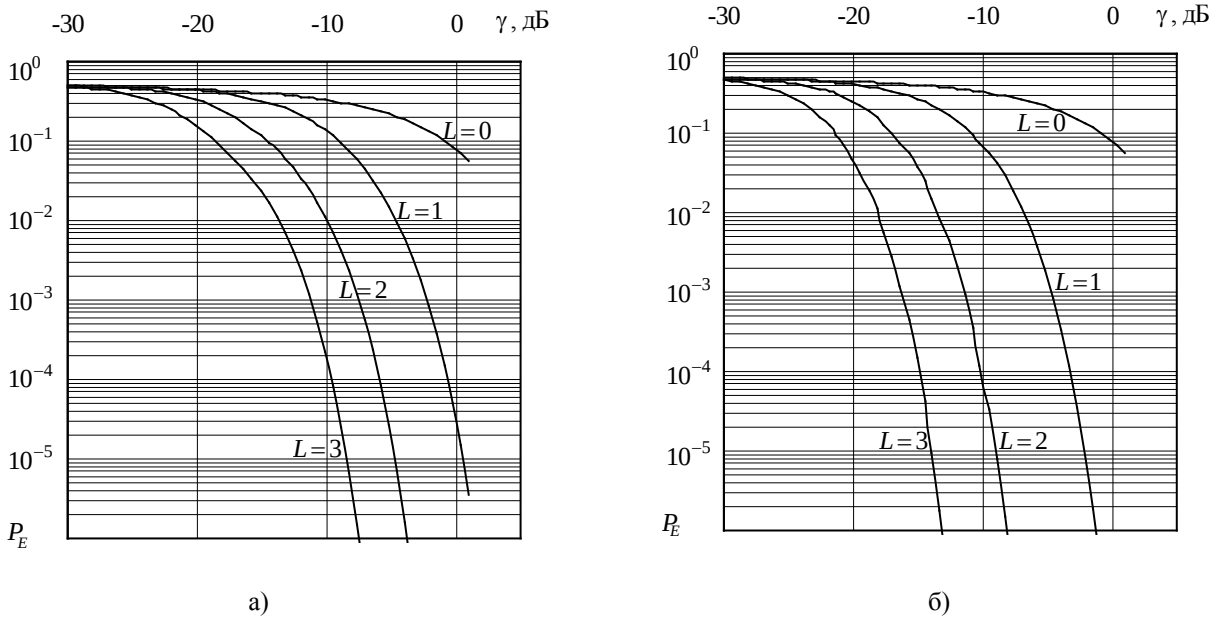


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки на бит для ретрансляционной сети струнной топологии: а – постоянная суммарная мощность P ($P_i=P/(L+1)$), б – $P_i=P$

Как следует из вида кривых, вероятность ошибки на бит уменьшается с ростом числа ретрансляций даже при фиксированной мощности сети. Это объясняется, в первую очередь, укорочением дистанции передачи при сильном ослаблении сигнала с увеличением расстояния.

На рис. 4 приведены зависимости вероятности ошибки для сети, где расстояние между ретрансляторами постоянно и равно половине дистанции между *S* и *D*.

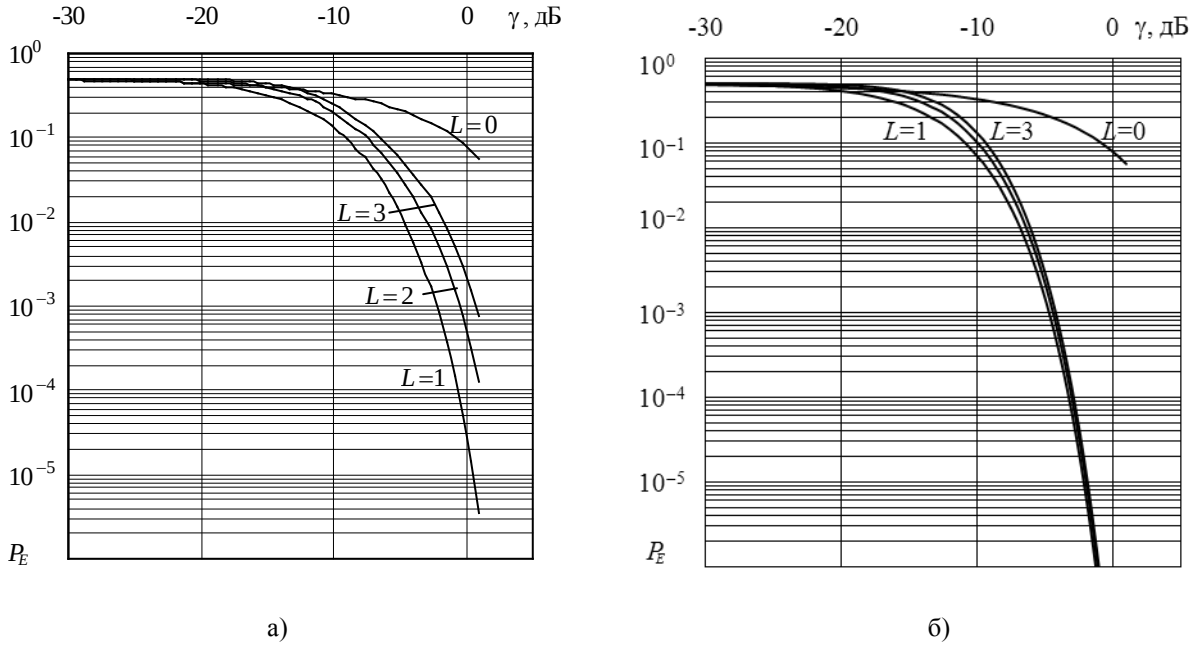


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки на бит для последовательной ретрансляционной сети:
а – постоянная суммарная мощность P ($P_i=P/(L+1)$), б – $P_i=P$

Случай $L=1$ соответствует струнной топологии, для $L=2$ маршрут представляет собой три одинаковых стороны трапеции с основанием *SD*, для $L=3$ маршрут описывает две стороны треугольника с ретрансляторами в вершине и серединах боковых сторон (основание треугольника – отрезок *SD*). В итоге маршрут удлиняется для $L=2$ в 1,5 раза, а для $L=3$ – в 2 раза. Рис. 4а соответствует фиксированной суммарной мощности ($P_i=P/(L+1)$), а рис. 4б – мощности $P_i=P$.

Увеличение вероятности ошибки с ростом числа ретрансляций на графиках рис. 4а определяется уменьшением отношения сигнал-шум, т.к. суммарная мощность в данном примере полагается фиксированной. Однако вместе с тем без увеличения мощности при двукратном увеличении расстояния вероятность ошибки на два порядка ниже, чем при передаче без ретрансляций.

При мощности ретрансляторов, равной мощности источника, и одинаковом расстоянии между ними вероятность ошибки практически не зависит от числа ретрансляций. Она остается такой, как при передаче на расстоянии, равном расстоянию между ретрансляторами. Незначительные потери помехоустойчивости при ретрансляции происходят тогда, когда вероятность ошибки становится больше 0,05 (рис. 4б).

Учет влияния земли на распространение радиоволн приводит к затуханию мощности сигнала обратно пропорционально четвертой степени расстояния между передатчиком и приемником, тогда как в свободном пространстве затухание обратно пропорционально квадрату расстояния.

Высокая скорость затухания сигнала не позволяет организовать помехоустойчивую связь даже в пределах прямой видимости, поэтому для обеспечения помехоустойчивой связи необходимо применение ретрансляторов.

Для струнной топологии последовательной сети с ростом числа ретрансляторов уменьшается расстояние между ними, и поэтому помехоустойчивость возрастает даже при фиксированной суммарной мощности сети.

При фиксированном расстоянии между ретрансляторами с мощностями, обеспечивающими постоянной мощность сети, максимальный эффект достигается при $L=1$, а затем начинает уменьшаться. Однако при этом увеличивается расстояние передачи при вероятности ошибки на порядок меньшей той, что была бы при передаче без ретрансляций.

При фиксированном расстоянии и одинаковой мощности ретрансляторов в последовательной сети вероятность ошибки практически не возрастает с ростом числа ретрансляций, а остается такой, как будто передача велась между соседними ретрансляторами.

Литература

1. *Комарович В.Ф., Касибин С.В.* Основы построения радиорелейных сетей радиально-узловой топологии // Информация и космос. 2006. № 2. С. 50–60.

2. *Борисов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи. Основы теории и принципы реализации. М.: Наука, 2009. 260 с.

3. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом ППРЧ. 2-е изд., испр. и доп. М.: РадиоСофт, 2008. 512 с.

4. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью. М.: РадиоСофт, 2011. 640 с.

5. *Ермолаев М.П., Флаксман А.Г.* Теоретические основы обработки сигналов в системах мобильной связи. Нижний Новгород, 2010. 107 с.

6. *Долуханов М.П.* Распространение радиоволн. М.: Связь, 1972. 336 с.

7. *Прокис Дж.* Цифровая связь : пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

Статья поступила в редакцию 30 октября 2015 года

УДК 621.396.42

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ AF- И DF-ПРОТОКОЛОВ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ КОМПЛЕКСА УПРАВЛЕНИЯ

Д.Ю. Чаркин, начальник НТЦ, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: office@sozvezdie.su

Проводится сравнительный анализ помехоустойчивости и пропускной способности последовательной ретрансляционной сети с AF- и DF-протоколами. Получена замкнутая система уравнений для расчета вероятности ошибки на бит в каналах с затуханием для ретрансляционной сети с AF-протоколом и алгоритмы расчета приведенной к полосе пропускной способности для обоих протоколов. Проведены численные расчеты.

Ключевые слова: *радиосеть, ретранслятор, вероятность ошибки на бит, BPSK-модуляция, AF-, DF-протоколы.*

COMPARATIVE PERFORMANCE ANALYSIS OF CONTROL COMPLEX RADIO COMMUNICATIONS NETWORK AF AND DF PROTOCOLS

D.Yu. Charkin, head of Scientific and Technical Centre, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: office@sozvezdie.su

The comparative analysis of jamming resistance and network bandwidth for serial relay networks using AF and DF protocols is carried out. Closed equation system for calculating the probability of error per bit in attenuated channels for a relay AF network and algorithms for calculating network bandwidth reduced to a band for both protocols are obtained. Numerical calculations are performed.

Keywords: *radio network, relay station, probability of error per bit, BPSK modulation, AF protocol, DF protocol.*

Передача информации от источника S до станции назначения D может быть осуществлена различными путями: один – прямой от источника до станции назначения, а другой – через ретранслятор. Ретрансляторы могут доставлять как аналоговые, так и цифровые данные. При передаче сообщений используются ретрансляторы, обеспечивающие протокол AF (amplify-and-forward: усилил-и-вперед) или DF (decode-and-forward: декодировал-и-вперед).

В работе [1] проведен подробный анализ помехоустойчивости ретрансляционной сети с DF-протоколом.

Целью настоящей статьи является разработка алгоритмов оценки помехоустойчивости и пропускной способности ретрансляционных линий и сетей связи с AF-протоколом в УКВ-диапазоне, проведение сравнения эффективности AF- и DF-протоколов. Данная цель достигается за счет получения замкнутой системы уравнений для расчета вероятности ошибки на бит и пропускной способности с учетом ослабления сигнала при распространении радиоволн. Так как вероятность ошибки зависит от вида модуляции, то рассматривается BPSK – бинарная фазовая модуляция (binary phase-shift keying). Проведены численные расчеты и дана сравнительная оценка эффективности AF- и DF-протоколов.

Здесь, как и в [1], предполагается, что мощность передатчика P_t и приемника P_r связаны соотношением (формула Б.А. Введенского [2, 3])

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2,$$

где G_t и G_r – коэффициенты усиления, h_t и h_r – высоты передающей и приемной антенн, d – расстояние между передатчиком и приемником.

1. Вероятность ошибки на бит для последовательной AF-сети

Рассмотрим последовательную сеть с AF-протоколом (рис. 1), состоящую из источника S, ретрансляционных станций R_1, R_2,…, R_L и станции назначения D с коэффициентами затухания h_0 в каналах от S к R_1, h_i – в каналах от R_i к R_{i+1} и h_L – от R_L к D. Обозначим также через P_i ($i = 1,\ldots,L$) мощность i-й станции, P_0 – мощность источника S, n_i – шумовые составляющие (гауссовские величины с нулевым средним и одинаковой дисперсией σ^2).

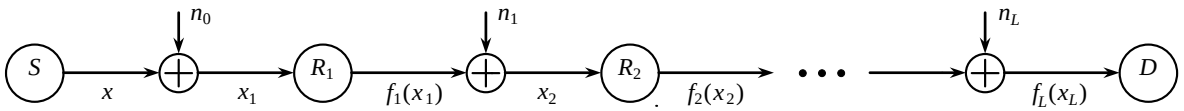


Рис. 1. Сеть последовательных ретрансляционных станций

Функцию обработки для i-й ретрансляционной станции с AF-протоколом можно записать в виде

$$f_i(x_i) = \sqrt{P_i}\, h_i\, \beta_i\, x_i, \qquad (1.1)$$

где масштабирующий множитель β_i (коэффициент усиления) для i-й станции выбирается из условия равенства усиленной мощности величине P_i, т.е.

$$\beta_i = \frac{\sqrt{P_i}}{\sqrt{P_{i-1} h_{i-1}^2 + \sigma^2}} \quad (i = 1, 2, \ldots). \qquad (1.2)$$

Обозначим через x переданный первым временным слотом источника символ, который после прохождения через канал принимается первой станцией в виде

$$y_1 = \sqrt{P_0}\, h_0 x + n_0. \qquad (1.3)$$

После масштабирования принятый сигнал передается второй станцией далее:

$$\begin{aligned} y_2 &= \beta_1 h_1 y_1 + n_1 = \\ &= \beta_1 h_1 (\sqrt{P_0}\, h_0 x + n_0) + n_1 = \\ &= \sqrt{P_0}\, h_0 \beta_1 h_1 x + \beta_1 h_1 n_0 + n_1. \end{aligned} \qquad (1.4)$$

Принимаемый третьей станцией сигнал можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} y_3 &= \beta_2 h_2 y_2 + n_2 = \\ &= h_0 \prod_{i=1}^{2} \beta_i h_i x + \prod_{i=1}^{2} \beta_i h_i n_0 + \beta_2 h_2 n_1 + n_2. \end{aligned} \qquad (1.5)$$

Входной сигнал i-й ретрансляционной станции последовательной сети с AF-протоколом запишется следующим образом:

$$y_i = \beta_{i-1} h_{i-1} y_{i-1} + n_{i-1}. \qquad (1.6)$$

После рекуррентных преобразований (1.6) можно записать в форме, удобной для дальнейшего анализа:

$$\begin{aligned} y_i &= \sqrt{P_0}\, h_0 \prod_{j=1}^{i-1} (h_j \beta_j) x + \\ &+ \sum_{j=1}^{i-1} \left\{ \prod_{k=j}^{i-1} h_k \beta_k \right\} n_{j-1} + n_{i-1}. \end{aligned} \qquad (1.7)$$

Сигнал, поступающий на станцию назначения D, получается из (1.7) при $i = L + 1$:

$$\begin{aligned} y_{L+1} &= \sqrt{P_0}\, h_0 \prod_{j=1}^{L} (h_j \beta_j) x + \\ &+ \sum_{j=1}^{L} \left\{ \prod_{k=j}^{L} h_k \beta_k \right\} n_{j-1} + n_L. \end{aligned} \qquad (1.8)$$

В общем случае величины y_i могут быть комплексными (например, для BPSK-модуляции – действительные, а для QPSK-модуляции – комплексные). Для удобства дальнейших выкладок введем вспомогательные переменные, которые в общем случае могут быть и комплексными:

$$h = \sqrt{P_0}\, h_0 \prod_{j=1}^{L} h_j \beta_j,$$

$$g_j = \prod_{k=j}^{L} h_k \beta_k \quad (j = 0, \ldots, L). \qquad (1.9)$$

Введем в рассмотрение вектор-строку $G = [g_0, g_1, \ldots, g_L]$ и вектор-столбец $\bar{n} = [n_0, n_1, \ldots, n_L]^T$. Тогда второе слагаемое в (1.7) можно записать следующим образом:

$$w = G\, \bar{n}, \qquad (1.10)$$

и наблюдаемая на входе станции назначения величина (1.8) примет вид

$$y_{L+1} = hx + w. \qquad (1.11)$$

Рассмотрим сначала величину w. Как следует из (1.10), она является гауссовской (т.к. представляет собой линейную комбинацию гауссовских величин) с параметрами

$$\left.\begin{aligned} &E\{w\} = 0, \\ &\sigma_w^2 = E\{w \cdot w^*\} = E\{G \bar{n} \bar{n}^T G^T\} = G E\{n \bar{n}^T\} G^T = \sigma^2 \sum_{j=0}^{L} |g_j|^2 = \sigma^2 \sum_{j=0}^{L} \prod_{k=j}^{L} |h_k|^2 \beta_k^2 + \sigma^2, \end{aligned}\right\} \qquad (1.12)$$

где * означает комплексно сопряженное транспонирование. Отношение сигнал-шум на входе станции назначения определяется по формуле

$$\gamma_D = \frac{E^2\{y_{L+1}\}}{D\{y_{L+1}\}}. \qquad (1.13)$$

Так как h и x детерминированы и для BPSK-модуляции $x = \pm 1$, то из (1.11) с учетом свойств числовых характеристик случайных величин следует

$$E\{y_{L+1}\} = hx, \quad D\{y_{L+1}\} = \sigma_w^2. \qquad (1.14)$$

Таким образом, окончательное выражение для отношения сигнал-шум на входе станции назначения последовательной ретрансляционной сети с AF-протоколом примет вид

$$\gamma_D = \frac{h^2}{\sigma_w^2} = \frac{P_0 h_0^2 \prod_{j=1}^{L} |h_j|^2 \beta_j^2}{\sigma^2\left(\sigma^2 + \sum_{j=1}^{L}\prod_{k=j}^{L}|h_k|^2\beta_k^2\right)}. \qquad (1.15)$$

Для удобства вычислений выразим (1.15) в терминах отношения сигнал-шум на входах ретрансляторов γ_i. С этой целью после несложных преобразований из (1.2) получим

$$\beta_i^2 h_i^2 = \frac{\gamma_i}{\gamma_{i-1}+1} \quad (i = 1, 2, \ldots). \qquad (1.16)$$

После подстановки (1.16) в (1.15) получаем выражение для отношения сигнал-шум на входе станции назначения:

$$\gamma_D = \frac{\gamma_0 \prod_{j=1}^{L} \frac{\gamma_j}{\gamma_{j-1}+1}}{\sum_{j=1}^{L}\prod_{k=j}^{L}\frac{\gamma_k}{\gamma_{k-1}+1} + 1}. \qquad (1.17)$$

Для простейшей AF-сети ($L = 1$) из (1.17) имеем

$$\gamma_D = \frac{\gamma_0\gamma_1}{\gamma_1 + \gamma_0 + 1}. \qquad (1.18)$$

Следует заметить, что формула (1.18) встречалась в литературных источниках при анализе линейных и кооперативных AF-сетей [4, 5].

В другом частном случае, когда все ретрансляторы имеют одинаковую мощность и отстоят на одинаковом расстоянии друг от друга, имеем одинаковое отношение сигнал-шум на входах ретрансляторов, т.е. $\gamma_i = \gamma_0$. После несложных преобразований из (1.17) получим отношение сигнал-шум на входе станции назначения после L ретрансляций:

$$\gamma_D = \frac{\gamma_0^{L+1}}{(\gamma_0+1)^{L+1} - \gamma_0^{L+1}} = \frac{1}{(\gamma_0^{-1}+1)^{L+1} - 1}. \qquad (1.19)$$

Для $\gamma_0 >> 1$, что естественно предположить для ретранслятора, после разложения в бином Ньютона выражения в скобках знаменателя (1.19) и пренебрежением членами более высокого порядка малости, чем γ_0^{-1}, получим простую приближенную формулу для отношения сигнал-шум на входе станции назначения после L ретрансляций:

$$\gamma_D \approx \frac{\gamma_0}{L+1}. \qquad (1.20)$$

Так как формула (1.20) получена в результате пренебрежения малыми положительными слагаемыми знаменателя (1.19), то она устанавливает границу снизу для отношения сигнал-шум на входе станции назначения и становится тем точнее, чем больше γ_0. Из (1.20) следует, что потери в отношении сигнал-шум при ретрансляции по сравнению с передачей напрямую на первом скачке составляют для $L = 1$ примерно 3 дБ, для $L = 2$ – свыше 4,8 дБ, а для $L = 3$ – свыше 6 дБ.

Вероятность ошибки на бит в принятии решения на станции назначения D (как и в [1]) определяется из формулы

$$P_E^b = Q(\sqrt{2\gamma_D}), \qquad (1.21)$$

где $Q(x)$ – Q-функция Гаусса:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^{\infty} e^{-u^2/2}\,du.$$

Таким образом, для последовательной сети с AF-протоколом удается получить в замкнутой форме выражения для расчета вероятностей ошибки на бит. Причем выражения для вероят-

ностей ошибки для AF- и DF-протоколов имеют различную структуру. Так как при AF-протоколе отсутствует промежуточная обработка сигнала (кроме усиления), то можно получить отношение сигнал-шум на входе станции назначения *D*, на основе которого и вычисляется вероятность ошибки. При DF-протоколе в каждой промежуточной станции осуществляется декодирование принятого символа с некоторой вероятностью ошибки. В этом случае результирующая вероятность ошибки на бит в станции назначения вычисляется рекуррентно с использованием вероятности ошибок при передаче между двумя смежными станциями [1].

2. Удельная пропускная способность

Наряду с ухудшением помехоустойчивости при увеличении расстояния между передатчиком и приемником уменьшается и пропускная способность канала, которая является верхней границей для скорости передачи данных. Приведенная к полосе пропускная способность определяется из формулы Шеннона [6]:

$$C = \log(1+\gamma_D)\ \text{[бит/сек/Гц]}, \qquad (2.1)$$

где γ_D – отношение сигнал-шум на входе станции назначения. Для последовательной сети с AF-протоколом величина γ_D определяется согласно (1.15).

Иная ситуация возникает в последовательной сети с DF-протоколом, поскольку в этом случае вероятность ошибки вычисляется рекуррентно [1, формула (2.10)] и результатом является вероятность ошибки, а не отношение сигнал-шум. Однако по известной вероятности ошибки используемое в (2.1) отношение сигнал-шум можно найти, решив уравнение (1.21). В результате получим

$$\gamma_D = \frac{[Q^{-1}(P_E^b)]^2}{2}, \qquad (2.2)$$

где $Q^{-1}(x)$ – функция, обратная к Q-функции Гаусса. При проведении расчетов для вычисления $Q^{-1}(x)$ использовалась рациональная аппроксимация [7]. Таким образом, подставляя (2.2) в (2.1), определяем приведенную пропускную способность для последовательной сети с DF-протоколом.

3. Численные результаты

По аналогии с [1] в качестве основных параметров для сравнения выберем: ℓ – расстояние от источника *S* до станции назначения *D*, γ_{SD} – отношение сигнал-шум на входе станции назначения при передаче сигнала напрямую без ретрансляций. В этом случае (как и в [1]) рассмотрим однотипные ретрансляторы, где отношение сигнал-шум на входе *i*-го ретранслятора связано с отношением сигнал-шум при передаче напрямую следующим образом:

$$\gamma_i = \gamma_{SD}\left(\frac{\ell}{\ell_i}\right)^4,$$

где ℓ_i – расстояние от (i–1)-го до *i*-го ретранслятора.

Рассмотрим два варианта. *Первый* – мощности всех ретрансляторов одинаковы при сохранении постоянной суммарной мощности сети, т.е. $P_i = P/(L + 1)$ (где P – суммарная мощность сети), и *второй* – мощности ретрансляторов остаются постоянными независимо от числа ретрансляторов в сети, т.е. $P_i = P$.

На рис. 2 приведены графики зависимости вероятности ошибки на бит для сети струнной топологии, когда ретрансляторы равноудалены друг от друга и располагаются на отрезке прямой между источником *S* и станцией назначения *D*. Сплошные линии соответствуют DF-протоколу, а пунктирные – AF-протоколу. Рис. 2а соответствует первому варианту, когда суммарная мощность сети сохраняется, рис. 2б – второму варианту, когда мощности ретрансляторов не зависят от их числа в сети.

Как следует из вида кривых, вероятность ошибки на бит уменьшается с ростом числа ретрансляций даже при фиксированной мощности сети. Это, в первую очередь, объясняется укорочением дистанции передачи при сильном ослаблении сигнала с расстоянием. Аналогичные зависимости приведены на рис. 2б, где мощность каждого ретранслятора равна мощности источника (суммарная мощность сети растет пропорционально числу ретрансляторов).

Помехоустойчивость DF-протокола всегда выше, чем AF-протокола. Причем с увеличением числа ретрансляций преимущества DF-протокола увеличиваются.

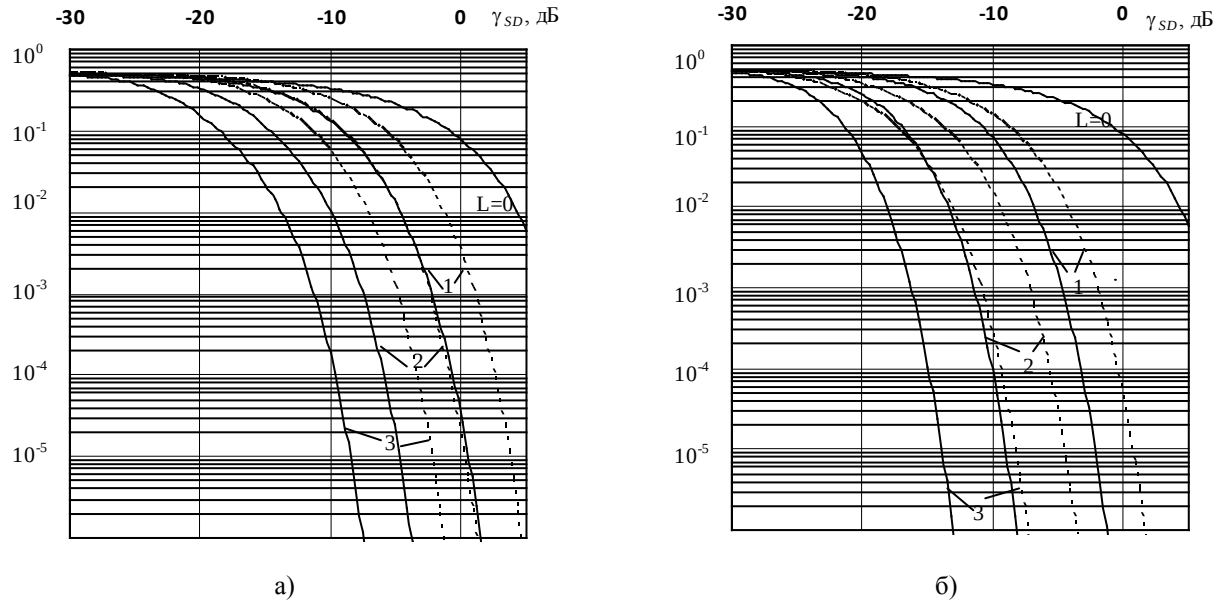


Рис. 2. Вероятность ошибки на бит для ретрансляционной сети струнной топологии:
а – $P_i = P/(L+1)$), б – $P_i = P$

На рис. 3 изображены графики зависимости вероятности ошибки для сети, в которой расстояние между ретрансляторами постоянно и равно половине дистанции между S и D. Случай $L = 1$ соответствует струнной топологии; для $L = 2$ маршрут представляет собой три одинаковых стороны трапеции с основанием SD; для $L = 3$ маршрут описывает две стороны треугольника с ретрансляторами в вершине и серединах боковых сторон (основание треугольника – отрезок SD). В итоге маршрут удлиняется в 1,5 раза для $L = 2$ и в 2 раза – для $L = 3$. Рис. 3а соответствует фиксированной суммарной мощности сети ($P_i = P/(L+1)$), а рис. 3б соответствует случаю, когда мощность каждого ретранслятора равна мощности источника ($P_i = P$).

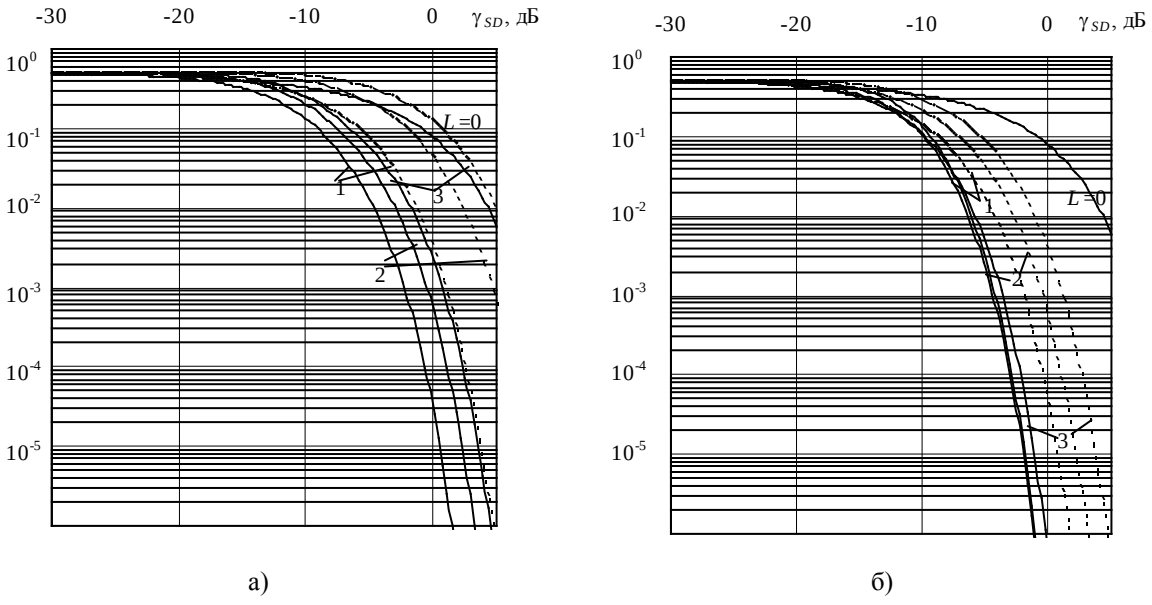


Рис. 3**.** Вероятность ошибки на бит для ретрансляционной сети с постоянным расстоянием между ретрансляторами: а – $P_i = P/(L+1)$), б – $P_i = P$

Для струнной топологии последовательной сети как для DF-, так и для AF-протокола с ростом числа ретрансляторов уменьшается расстояние между ними, и поэтому помехоустойчивость возрастает даже при фиксированной суммарной мощности сети. При этом с ростом числа ретрансляций увеличивается преимущество DF-протокола (рис. 3а).

При фиксированном расстоянии между ретрансляторами с мощностями, обеспечивающими постоянную мощность сети, максимальный эффект достигается при $L = 1$, а затем начинает уменьшаться. Однако при этом увеличивается расстояние передачи при вероятности ошибки на порядок меньше той, что была бы при передаче без ретрансляций.

При фиксированном расстоянии и одинаковой мощности ретрансляторов в последовательной сети (рис. 3б) с DF-протоколом вероятность ошибки с ростом числа ретрансляций практически не возрастает, а остается такой, как и при передаче между соседними ретрансляторами. Однако для AF-протокола с ростом числа ретрансляций вероятность ошибки возрастает, и преимущества DF-протокола увеличиваются. Это объясняется тем, что в результате ретрансляции с AF-протоколом мощность шума накапливается быстрее, чем мощность сигнала. Такая ситуация приводит к уменьшению отношения сигнал-шум с ростом числа ретрансляций, что количественно описывает точная формула (1.19) или приближенная (1.20). На рис. 4 приведены графики для вероятности ошибки, полученные по точной формуле (непрерывные кривые) и по приближенной (пунктирные кривые), где нижняя непрерывная кривая соответствует вероятности ошибки для первого ретранслятора. Как видно из рисунка, приближенная формула вполне приемлема для предварительного анализа оценки отношения сигнал-шум на входе станции назначения.

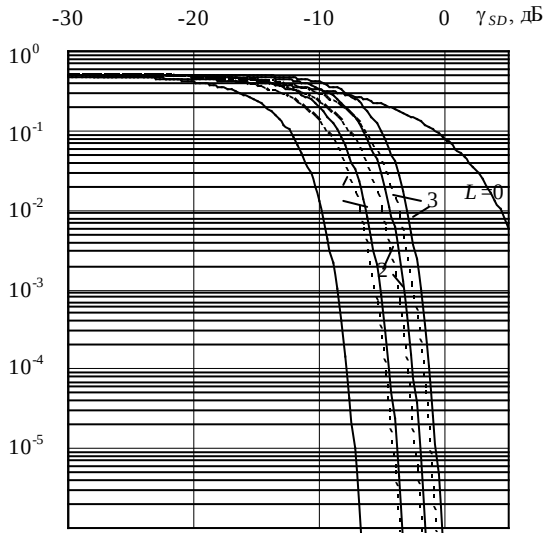


Рис. 4. Вероятность ошибки на бит для ретрансляционной сети с постоянным расстоянием между ретрансляторами

На рис. 5 и 6 приведены графики зависимости удельной пропускной способности от отношения сигнал-шум на входе станции назначения без ретрансляции. Непрерывные линии соответствуют DF-протоколу, пунктирные – AF-протоколу. Рис. 5 соответствует условиям рис. 2, рис. 6 – условиям рис. 3.

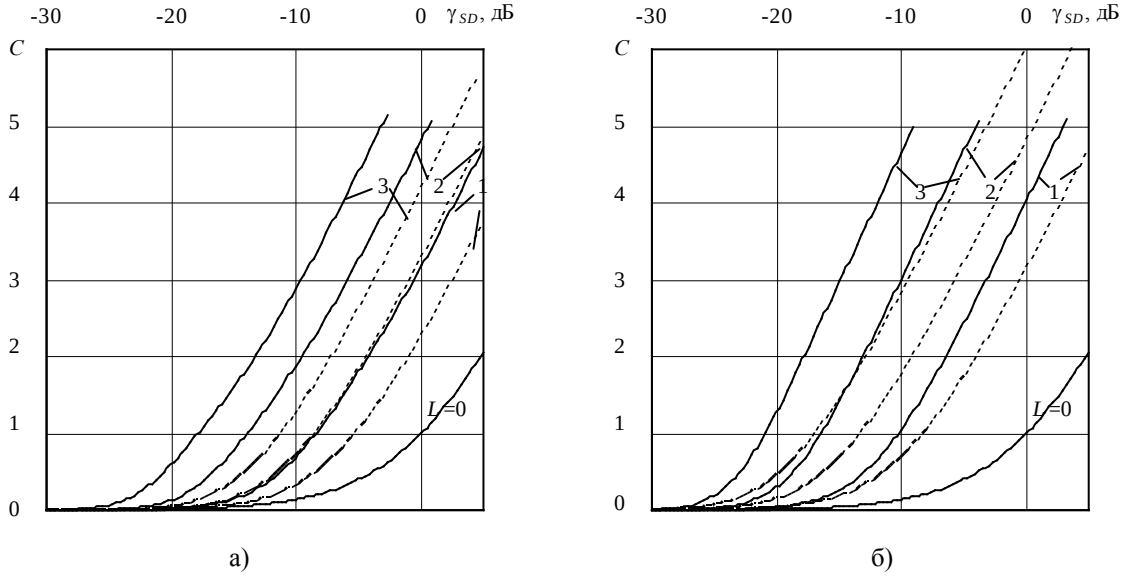


Рис. 5. Удельная пропускная способность для ретрансляционной сети струнной топологии:
а – $P_i = P/(L+1)$), б – $P_i = P$

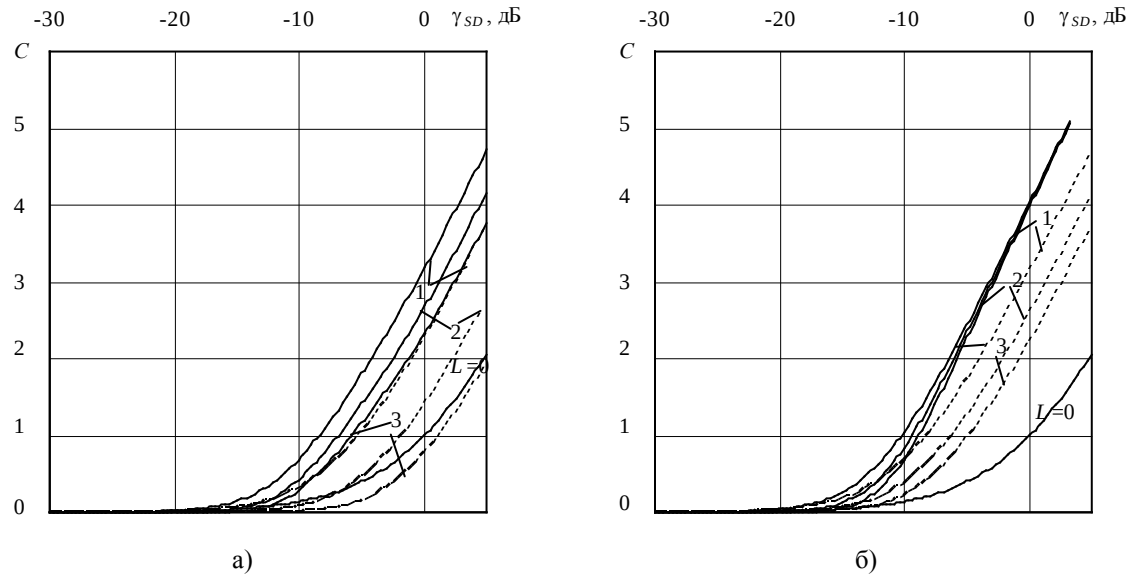


Рис. 6. Удельная пропускная способность для ретрансляционной сети с постоянным расстоянием между ретрансляторами: а – $P_i = P/(L+1)$), б – $P_i = P$

Как следует из графиков (рис. 5, 6), с точки зрения пропускной способности DF-протокол всегда предпочтительнее. Причем его преимущество возрастает с ростом числа ретрансляций. Так, например, для случая, когда расстояние между ретрансляторами и их мощности постоянны (рис. 6б) пропускная способность для DF-протокола практически не зависит от числа ретрансляций. При тех же условиях пропускная способность AF-протокола уменьшается с ростом числа ретрансляций, уступая при этом DF-протоколу (например, при вероятности ошибки, равной 0,001, и $L = 1$ проигрыш составляет 0,7 бит/сек/Гц, для $L = 2$ и той же вероятности ошибки проигрыш составляет 1,1 бит/сек/Гц, и, наконец, для $L = 3$ имеем 1,4 бит/сек/Гц).

Таким образом, полученная замкнутая система уравнений позволяет оценить помехоустойчивость и пропускную способность ретрансляционной сети с AF-протоколом и провести сравнительный анализ эффективности с DF-протоколом по двум показателям: вероятности ошибки на бит и пропускной способности для сигналов с BPSK-модуляцией. По обоим показателям DF-протокол имеет преимущество перед AF-протоколом. При этом преимущество DF-протокола возрастает с ростом числа ретрансляций. Причиной этого, в первую очередь, является то, что в результате ретрансляции с AF-протоколом мощность шумов накапливается быстрее, чем мощность сигнала. Это, в свою очередь, приводит к уменьшению на станции назначения входного отношения сигнал-шум и, как следствие, к увеличению вероятности ошибки и уменьшению пропускной способности.

Литература

1. *Чаркин Д.Ю.* Оценка помехоустойчивости сети радиосвязи комплекса управления // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 1. С. 32–38.

2. *Ермолаев М.П., Флаксман А.Г.* Теоретические основы обработки сигналов в системах мобильной связи. Нижний Новгород, 2010. 107 с.

3. *Долуханов М.П.* Распространение радиоволн. М.: Связь, 1972. 336 с.

4. *Wang C., Zhu G., Wang Y., Chang Y.* Outage probability and bit error rate of the amply-and-forward relay network // Vehicular Technology, Conference, 2008, VTC, Spring 2008, IEEE. Pp. 2735–2739.

5. *Ngo H., Larson E.G.* Linear multihop amply-and-forward relay channels: error exponent and optimal number of hops // IEEE Trans. of Wireless Communication. 2011. Vol. 20, No.10. Pp. 1–10.

6. *Прокис Дж.* Цифровая связь: пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

7. Справочник по специальным функциям: пер. с англ. / Под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. М.: Наука, 1979. 832 с.

Статья поступила в редакцию 30 октября 2015 года

УДК 62-529

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ И УПРАВЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ, ПОВЫШАЮЩЕГО УСТОЙЧИВОСТЬ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ СТАНЦИИ К ДЕЙСТВИЮ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ[1]

В.В. Аксенов, соискатель кафедры «Конструирование радиоэлектронных и микропроцессорных систем», ФГБОУ ВПО «Тамбовский гос. тех. университет», e-mail: avaks68@gmail.com

Рассматривается задача распознавания действующей помеховой обстановки. Описан метод распознавания помеховой обстановки на основе стохастического оценивания при совокупной обработке информации измерителей и индикаторов признаков. Произведена оценка эффективности алгоритмического обеспечения, реализующего предложенный метод.

Ключевые слова: *имитационные помехи, помехоустойчивость, радиорелейная станция, алгоритмическое обеспечение.*

THE STUDY OF THE INFORMATION-MEASURING AND CONTROL SYSTEM KNOWARE ENHANCING THE RESISTANCE OF RADIO RELAY STATIONS TO SIMULATED RADIO COUNTERMEASURES

V.V. Aksyonov, Applicant at the Department of Radioelectronic and Microprocessor Systems Construction, Tambov State Technical University, e-mail: avaks68@gmail.com

The problem of recognition of the current jamming situation is considered. The jamming situation recognition method based on stochastic estimation with the aggregate processing of instrumentation and attribute indicators data is described. The efficiency of the knoware employing the offered method is evaluated.

Keywords: *simulated radio countermeasures, jamming resistance, radio relay station, knoware.*

Среди современных средств беспроводной передачи данных активно используются цифровые радиорелейные станции (ЦРРС). Радиорелейные антенны формируют узкую диаграмму направленности, поэтому радиорелейные линии передачи потенциально имеют наилучшую помехозащищенность. Тенденции последних десяти лет в развитии радиосистем передачи данных позволяют судить не просто о стремлении к получению несанкционированного доступа к конфиденциальной информации и созданию препятствий для её передачи, но и к её искажению путём постановки имитационных помех.

Защита от помех, в том числе и имитационных, традиционно строится на использовании широкополосных сигналов, канальном кодировании и кодировании данных, а также шифровании [1–3]. Основным недостатком вышеперечисленных методов защиты является отсутствие возможности регистрации фактов постановки имитационных помех в канале передачи, а следовательно, и различения истинных и ложных данных.

Проведённый анализ показал, что для защиты от имитационных помех необходимо своевременное распознавание изменения ситуации сигнально-помеховой обстановки, обусловленного действием имитационных помех. Распознавание действия имитационных помех производится в рамках информационно-измерительной и управляющей системы (ИИУС) радиорелейной станции [1–3].

Дальнейшее рассмотрение проблемы проведём применительно к радиорелейным станциям частотного диапазона 400 МГц, использующим сигналы QPSK-модуляции, как к наименее технически сложным, наиболее доступным и распространенным.

Постановка задачи

Научно-методический аппарат, применяемый для распознавания и основанный на теории радиосвязи, теории помехоустойчивости, теории последовательных решений (метод кумулятивных сумм, метод обобщенного отношения правдоподобия, метод скользящего среднего), теории

[1] Материал подготовлен при поддержке РФФИ, грант № 15-08-01617.

управляемого эксперимента, теории систем со случайно изменяющейся структурой, практически полностью реализовал свои потенциальные возможности и не позволяет в полной мере обеспечить требуемую устойчивость к действию имитационных помех [2]. Для повышения помехоустойчивости необходима модернизация методов распознавания с целью сокращения времени задержки в обнаружении.

Процесс функционирования радиорелейной станции в условиях организованных помех подробно рассмотрен в [2, 3] и по своей физической сущности может быть представлен как радиоэлектронный конфликт, в котором с одной стороны участвуют средства радиосвязи, а с другой – система радиоэлектронного противодействия третьих лиц, состоящая в общем случае из станции радиотехнической разведки и станции постановки помех.

Процесс $\mathbf{y}(t)$ в радиоканале принимающей станции представляет собой результат взаимодействия полезного сигнала $\mathbf{u}_{\text{с}}(t, \mathbf{x}_{\text{с}}, \boldsymbol{\alpha}_{\text{с}})$ и помех, где $\mathbf{x}_{\text{с}}(t)$ – воспроизводимое сообщение (вектор информационных параметров сигнала), $\boldsymbol{\alpha}_{\text{с}}$ – вектор неинформационных параметров сигнала. Предполагается, что параметры полезного сигнала имеют нормальный закон распределения с известными математическим ожиданием $M_x(t)$ и корреляционной функцией $R_x(t_1, t_2)$. Совокупность составляющих процесса $\mathbf{y}(t)$ отражает сигнально-помеховую обстановку (СПО) или структуру канала передачи данных $\mathbf{y}^s(t)$:

$$\mathbf{y}^1(t) = \mathbf{u}_{\text{с}}(t, \mathbf{x}_{\text{с}}, \boldsymbol{\alpha}_{\text{с}}) + \mathbf{u}_{\text{ш}}(t); \quad (1)$$

$$\mathbf{y}^2(t) = \mathbf{u}_{\text{с}}(t, \mathbf{x}_{\text{с}}, \boldsymbol{\alpha}_{\text{с}}) + \mathbf{u}_{\text{п}}(t, \mathbf{x}_{\text{п}}, \boldsymbol{\alpha}_{\text{п}}) + \mathbf{u}_{\text{ш}}(t); \quad (2)$$

$$\mathbf{y}^3(t) = \mathbf{u}_{\text{с}}(t, \mathbf{x}_{\text{с}}, \boldsymbol{\alpha}_{\text{с}}) + \\ + \mathbf{u}_{\text{п}}(t, \mathbf{x}_{\text{п}}, \boldsymbol{\alpha}_{\text{п}}) + \mathbf{u}_{\text{ш}}(t) + \mathbf{u}_{\text{ш. п}}(t), \quad (3)$$

где s – номер структуры; $\mathbf{u}_{\text{ш}}(t)$ – естественная шумовая помеха; $\mathbf{u}_{\text{п}}(t, \mathbf{x}_{\text{п}}, \boldsymbol{\alpha}_{\text{п}})$ – имитационная помеха; $\mathbf{x}_{\text{п}}(t)$ – воспроизводимое сообщение; $\boldsymbol{\alpha}_{\text{п}}$ – вектор неизвестных в месте приема неинформативных параметров сигнала; $\mathbf{u}_{\text{ш.п}}(t)$ – заградительная шумовая помеха.

Структурам канала передачи данных (1–3), в зависимости от вида действующих помех, может соответствовать ряд ситуаций сигнально-помеховой обстановки i в виде фазомодулированного сигнала на входе приемника [2, 3], отличающихся вариантами постановки имитационных помех. Ситуации СПО $i = \overline{1, I}$ образуют полную группу несовместных событий.

Непрерывный сигнал канала передачи в приемнике приводится к дискретному виду. Наблюдаемыми в дискретные моменты времени k являются N параметров (фазовые координаты) выходных сигналов первичных измерителей приемника канала передачи данных, составляющих вектор

$$\mathbf{z}_k = \begin{pmatrix} z_{n=1} \\ z_{n=2} \\ \dots \\ z_N \end{pmatrix}; \quad \mathbf{z}_k = \mathbf{c}_k \mathbf{y}_k + \boldsymbol{\zeta}_k, \quad (4)$$

где k – текущий шаг счета, получаемый при дискретизации во времени, $k = \overline{0, K}$; n – порядковый номер параметра, $n = \overline{1, N}$; $\mathbf{c}_k$ – матрица дискриминационных характеристик размерности $N \times m$ при $m = \overline{1, \Lambda}$; $\boldsymbol{\zeta}_k$ – N-мерный вектор шумов измерений.

Требуется в каждый k-й момент времени по совокупности наблюдаемых параметров сигнала произвести распознавание действующей СПО с целью обнаружения изменения ситуации СПО и исключения возможности ввода ложных данных.

Метод распознавания действия имитационных помех

Предлагаемый метод распознавания действия имитационных помех подробно описан в [3]. Сущность метода заключается в оценивании действующей ситуации СПО на базе формулы Байеса при совокупном использовании информации измерителей фазовых координат и индикаторов сопутствующих признаков. Индикаторы сопутствующих признаков представляют собой устройства регистрирующего типа, сигнализирующие о наличии или отсутствии признака [4], сопутствующего изменению СПО. Сопутствующие признаки могут быть получены в том числе и на основе неинформационных параметров сигнала. Так, при воздействии имитационных помех в канале возникают динамические изменения фазовых и амплитудных параметров сигнала [3, 5].

Совокупная обработка индикаторов π, выходные сигналы которых порождаемы воздействием на канал имитационной помехи, может

быть представлена в виде условной вероятности перехода из состояния r_k в состояние r_{k+1}:

$$\pi_l(r_{l,k+1},\ k+1 \mid J_{l,k},\ p_r,\ r_{l,k},\ k), \qquad (5)$$

где k – шаг счета, получаемый при дискретизации во времени; J_k – индикаторная функция (например, амплитуда сигнала), соответствующая l-му признаку (например, превышение установленного значения амплитуды); p_r – регистрируемый признак, $p_r = \overline{0, 1}$ (1 – если признак присутствует, 0 – если признак отсутствует); r_k, r_{k+1} – выходные сигналы индикатора на k-м и (k + 1)-м шаге соответственно, $r_k,\ r_{k+1} = \overline{0, 1}$.

Таким образом, дальнейшей обработке для распознавания подвергается расширенный вектор значений наблюдаемых параметров сигнала и индикаторов признаков [$\mathbf{z}_k$, $\boldsymbol{\pi}_k$]. Здесь $\boldsymbol{\pi}_k$ – вектор из L индикаторов признаков, где $l = \overline{1, L}$ – номер одного из L индикаторов.

Оценивание гипотез каждой i-й ситуации СПО производится в соответствии с выражением

$$p(i \mid B)_{k+1} = \frac{p_0(i)\prod_1^L \pi_l \prod_1^N \exp\left(-\frac{(z_n - M_{zni})^2}{2\sigma_{zni}^2}\right)}{\sum_0^I p_0(i)\prod_1^L \pi_l \prod_1^N \exp\left(-\frac{(z_n - M_{zni})^2}{2\sigma_{zni}^2}\right)}, \qquad (6)$$

где B – событие, заключающееся в том, что на (k + 1)-м шаге счета действует имитационная помеха; $p_0(i)$ – априорные вероятности; M_{zn} – математическое ожидание z_n; σ_{zn} – среднеквадратическое отклонение z_n; π_l – весовые коэффициенты, устанавливаемые в соответствие каждому из индикаторов сопутствующих признаков (5). Величины коэффициентов назначаются экспертами при настройке алгоритмического обеспечения, и обычно принимаются значения от 1 до 2. Весовые коэффициенты признаков учитываются в формуле (6) только в случае регистрации признака соответствующим индикатором, увеличивая вероятность той или иной ситуации СПО. При этом предполагается, что все наблюдаемые параметры имеют нормальный закон распределения.

В [5] представлено алгоритмическое обеспечение ИИУС ЦРРС, реализующее предложенный метод распознавания СПО, а в работе [6] представлена структурная схема ИИУС с описанием принципа ее функционирования.

Результаты исследования

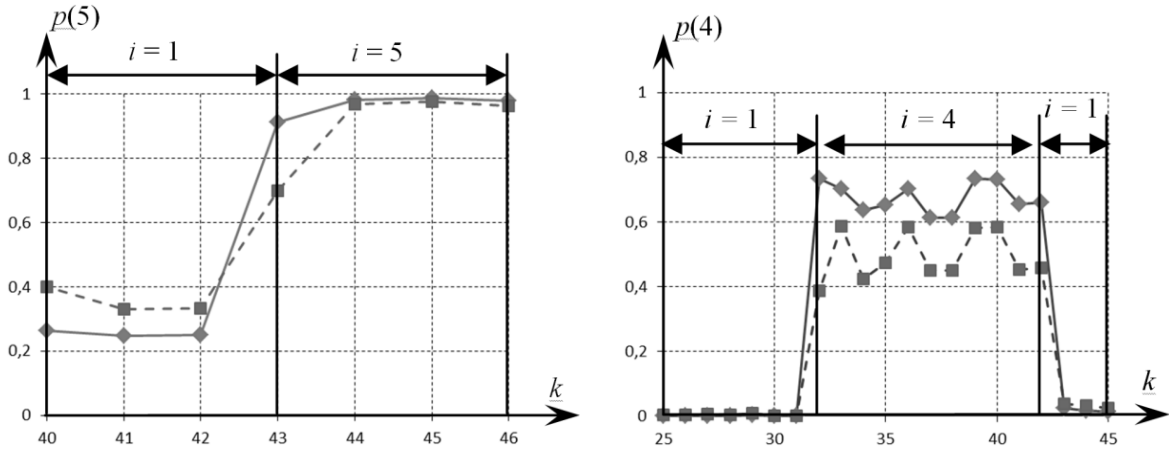
Исследование эффективности алгоритмического обеспечения ИИУС ЦРРС, реализующего предложенный метод распознавания, производилось в сравнении с базовым алгоритмом распознавания изменения СПО, согласно которому оценка СПО производится по формуле, аналогичной (6), но без использования информации индикаторов сопутствующих признаков. Исследование осуществлялось с использованием имитационного моделирования [7, 8]. Базой для моделирования являлись данные, полученные экспериментальным путем с использованием двух ЦРРС МИК-РЛ400МР и мониторингового компьютера. Критериями эффективности алгоритмического обеспечения являются быстродействие распознавания изменения ситуации СПО и вероятность принятия правильного решения (распознавания) алгоритмом.

Рассматривались следующие ситуации СПО: беспомеховая (i = 1), при которой на выходе антенны приемника присутствует сигнал с естественным шумом; имитационная помеха на субчастоте (i = 2); имитационная помеха на субчастоте с шумом высокой интенсивности (i = 3); имитационная помеха, превосходящая по уровню полезный сигнал (i = 4); имитационная помеха, превосходящая по уровню полезный сигнал с шумом высокой интенсивности (i = 5); имитационная помеха на субчастоте, превосходящая по уровню полезный сигнал (i = 6); имитационная помеха на субчастоте, превосходящая по уровню полезный сигнал с шумом высокой интенсивности (i = 7).

В качестве наблюдаемых параметров сигнала для распознавания ситуации СПО выбраны следующие: уровень сигнала π_1; уровень биения амплитуды сигнала π_2; сдвиг фазы π_3; наличие сигналов на субчастотах π_4; коэффициент битовых ошибок BER π_7; уровень аддитивного шума π_6. Перечисленные параметры подлежали измерению и индикации на предмет наличия признаков, сопутствующих изменению ситуации СПО, за исключением наличия сигналов на субчастотах, которое является только индицируемым признаком.

Исследование быстродействия обнаружения момента начала воздействия имитационных по-

мех показало преимущество алгоритмического обеспечения, реализующего предложенный метод совокупного использования информации измерителей и индикаторов сопутствующих признаков, в среднем на 16%. Наиболее яркие примеры показаны на рис. 1.

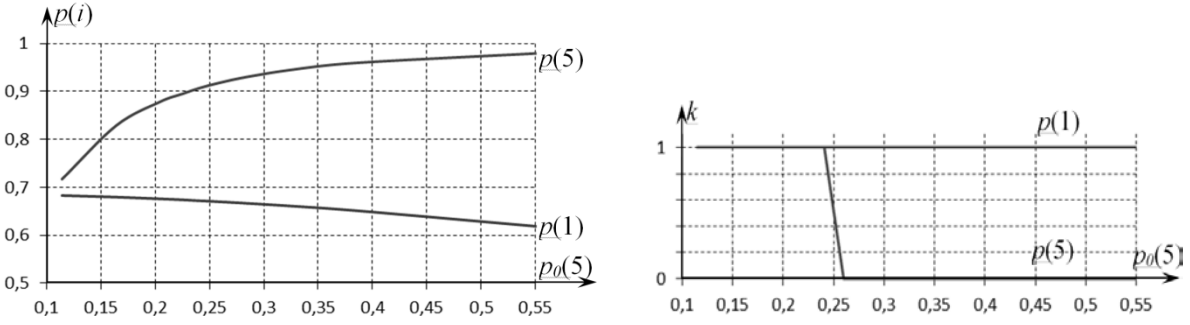


а) б)

Рис. 1. Графики изменения вероятностей ситуаций СПО, полученные с использованием индикаторов сопутствующих признаков (сплошной) и без их использования (пунктирный): а – при смене 1-й ситуации СПО на 5-ю; б – при смене 1-й ситуации СПО на 4-ю и обратно

Принятие правильного решения алгоритмическими обеспечениями определяется уровнем вероятности в действующей СПО. На рис. 1б представлен один из фрагментов графиков вероятностей (на участке $i = 4$), отражающий разницу уровней вероятностей. В среднем разница уровней составила 12% в пользу алгоритмического обеспечения, реализующего предложенный метод.

Влияние априорных данных на быстродействие и уровень вероятности принятия правильного решения о ситуации СПО наглядно демонстрируют графики на рис. 2. Исследование проводилось путем изменения значения априорной вероятности пятой ситуации СПО $p_0(5)$, как наиболее вероятной и опасной, при анализе влияния $p_0(5)$ на уровень вероятности и скорость смены ситуаций СПО.



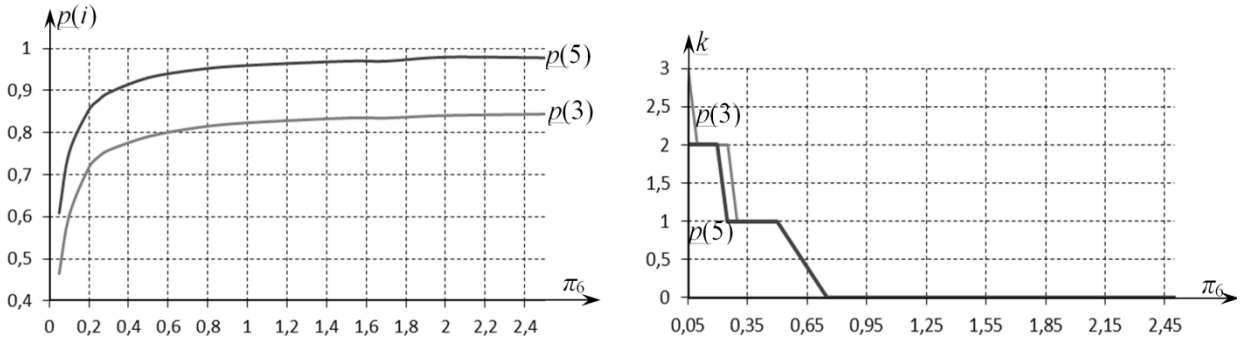
а) б)

Рис. 2. Зависимости вероятностей ситуаций СПО (а) и быстродействия изменения вероятностей ситуаций СПО (б) от изменения $p_0(5)$

По графикам видно, что уровень вероятностей и быстродействия достигает приемлемых значений для достоверного распознавания ситуации СПО уже при значениях $p_0(5) = 0{,}4$.

Результаты исследований влияния значений весовых коэффициентов индикаторов признаков, сопутствующих ситуациям СПО, на показатели эффективности распознавания отражены на гра-

фиках рис. 3. На данном рисунке отображены графики зависимости показателей качества распознавания третьей и пятой ситуаций СПО от величины весового коэффициента π_6.

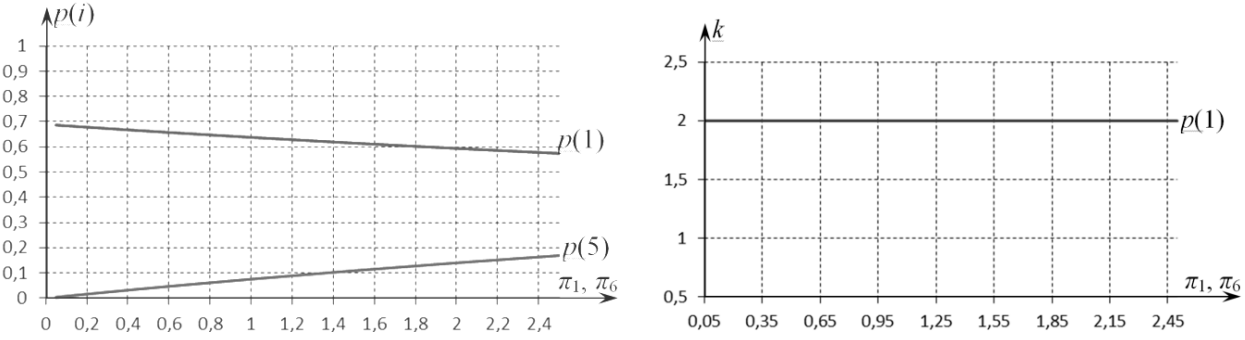


а) б)

Рис. 3. Зависимости уровней вероятностей (а) и быстродействия изменения вероятностей ситуаций СПО (б) для ситуаций СПО $p(3)$ и $p(5)$ при изменении π_6

Негативная сторона использования информации индикаторов сопутствующих признаков проявляется при ложной регистрации признака индикатором. Поэтому при назначении величин весовых коэффициентов индикаторов следует учитывать вклад, вносимый соответствующим индикатором в вероятности ситуаций СПО. На рис. 4 представлены результаты исследования влияния индикаторов π_1 и π_6 на вероятности $p(1)$ и $p(5)$ при ложном срабатывании в момент действия первой ситуации СПО.

Предполагается, что ложное срабатывание индикаторов может произойти только поочередно. Одновременное срабатывание индикаторов сопутствующих признаков свидетельствует скорее о закономерном изменении ситуации СПО, нежели о случайном срабатывании индикатора.



а) б)

Рис. 4. Зависимости уровней вероятностей (а) и быстродействия изменения вероятностей ситуаций (б) для ситуаций СПО $p(1)$ и $p(5)$ при изменении π_1 и π_6 в случае ложного срабатывания

Из графиков видно, что при ложном срабатывании индикаторов π_1 или π_6 происходит снижение вероятности принятия правильного решения алгоритмом менее чем на 0,1, что не является существенным для достоверного распознавания первой ситуации СПО, так как вероятность остается на уровне более 0,6. Из графика на рис. 4б видно, что задержка распознавания наступления первой ситуации СПО остается на прежнем уровне.

В настоящей статье представлены наиболее значимые результаты исследования. Аналогичные исследования влияния значений априорных вероятностей и весовых коэффициентов индикаторов сопутствующих признаков получены и для других ситуаций СПО.

Вывод

Как видно из результатов исследования, целесообразность введения весовых коэффициентов индикаторов сопутствующих признаков полностью подтверждается. Значения весовых коэффициентов индикаторов сопутствующих признаков обеспечивают сокращение времени (в

среднем на 16%) и достоверности распознавания (в среднем на 12%) изменения ситуаций СПО.

При назначении коэффициентов экспертам следует обеспечивать компромисс между повышением показателей качества распознавания при правильной регистрации признака изменения ситуации СПО и их снижением при ложной регистрации признака индикатором. В исследовании был достигнут результат незначительного снижения вероятности правильного принятия решения алгоритмом при ложной регистрации признака. Величина вероятности при этом соответствовала уровню (более 0,55) достоверного распознавания. Это обеспечивает корректное и более эффективное по сравнению с аналогичным алгоритмическим обеспечением распознавание ситуаций СПО.

Результаты имитационного моделирования подтвердили реализуемость и эффективность метода распознавания на основе байесовского подхода с использованием информации индикаторов сопутствующих признаков. Его применение позволяет производить распознавание изменения СПО с большим быстродействием и достоверностью, чем при обеспечении повышения устойчивости радиорелейной станции к действию имитационных помех на требуемом уровне. Подход с использованием информации индикаторов сопутствующих признаков в алгоритме распознавания ситуаций СПО может быть применен и в других ИИУС, в том числе и более сложных.

Литература

1. *Аксенов В.В.* Системы передачи информации в условиях действия имитационных помех. Проблемы и перспективы // Сборник материалов докладов Всероссийской научно-практической конференции «Венно-воздушные силы – 100 лет на страже неба России: история, современное состояние и перспективы развития» (16–17 мая 2012 г.): в 3-х ч. Воронеж: Изд-во ВАИУ, 2012. С. 199–200.

2. *Аксенов В.В.* Концептуальное моделирование канала передачи информации, подверженного имитонападению // Научные чтения имени Александра Степановича Попова: материалы докладов региональной НПК курсантов, студентов, молодых ученых, посвященные Дню образования войск связи (Воронеж, 16 окт. 2012 г.) / ВУНЦ ВВС «ВВА». Воронеж, 2012. С. 120–121.

3. *Аксенов В.В.* Оценивание сигнально-помеховой обстановки радиорелейного канала передачи данных // Спецтехника и связь. М.: Изд-во ООО «Спецтехника и связь», 2013. № 3. С. 45–48.

4. *Павлов В.И.* Оптимальное обнаружение изменения свойств случайных последовательностей по информации измерителя и индикатора // Автоматика и телемеханика. 1998. № 1. С. 54–59.

5. *Аксенов В.В., Аксенова Т.В., Павлов В.И.* Алгоритм оценивания сигнально-помеховой обстановки в радиотехнических системах передачи данных // Радиотехника. 2013. № 9. С. 102–107.

6. *Аксенов В.В., Павлов В.И.* Информационно-измерительная и управляющая система, повышающая устойчивость радиорелейной станции к действию имитационных помех // Вопросы современной науки и практики. Университет им. В.И. Вернадского. Спец. выпуск. Тамбов: Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2014. Т. 52. С. 12–15.

7. *Муромцев Ю.Л., Муромцев Д.Ю., Орлов В.В.* Практическая устойчивость систем оптимального управления // Вестник ТГТУ. Тамбов, 2000. Т. 6, № 3. С. 387–392.

8. *Муромцев Д.Ю., Муромцев Ю.Л.* Анализ и синтез радиосистем на множестве состояний функционирования // Вестник ТГТУ. 2008. Т. 14, № 2. С. 241–251.

Статья поступила в редакцию 24 сентября 2015 года

УДК 681.3

МЕТОД УМЕНЬШЕНИЯ ДИАПАЗОНА ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ДАННЫХ В МОДУЛЯРНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРАХ

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент, e-mail: aveligosha@mail.ru
А.В. Гапочкин, аспирант, e-mail: zik@ncstu.ru
И.А. Калмыков, д.т.н., профессор, e-mail: kia762@yandex.ru
М.И. Калмыков, аспирант, e-mail: zik@ncstu.ru
ФГАОУ ВПО «Северо-Кавказский федеральный университет» (г. Ставрополь)

Проведено обоснование целесообразности применения в ЦФ модулярных кодов. При обработке данных большой разрядности увеличиваются аппаратные затраты на реализацию ЦФ, функционирующих в СОК. Для снижения аппаратных затрат предложено уменьшение диапазона представления данных за счет проведения операции масштабирования в вычислительных каналах модулярного ЦФ. Это также обеспечивает уменьшение аппаратных затрат, требуемых для ЦФ СОК, за счет упрощения алгоритма обратного преобразования данных из СОК в позиционную систему счисления по сравнению с существующими методами.

Ключевые слова: *цифровой фильтр, ортогональные базисы, система остаточных классов, модулярные коды, система оснований, рабочие основания, контрольные основания, ранг числа, диапазон представления, выходной отсчет, адаптивный цифровой фильтр.*

THE METHOD OF DATA REPRESENTATION RANGE REDUCTION IN MODULAR DIGITAL FILTERS

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, e-mail: aveligosha@mail.ru
A.V. Gapochkin, postgraduate, e-mail: zik@ncstu.ru
I.A. Kalmykov, D.D. in Engineering Sciences, professor, e-mail: kia762@yandex.ru
M.I. Kalmykov, postgraduate, e-mail: zik@ncstu.ru
North Caucasus Federal University (Stavropol)

The rationale for using modular codes in digital filters (DF) is examined. The processing of high-bit data requires additional computational efforts needed to implement DF operating in the residue number system (RNS). To reduce the use of hardware resources, we propose a method for reducing the data representation range by scaling the modular DF computation channels. In addition, it makes it possible to reduce the computational efforts for RNS DF by simplifying the inversion algorithm (RNS-to-PNS), as compared to the existing techniques.

Keywords: *digital filter, orthogonal basis, residue number system (RNS), modular codes, base system, working bases, control bases, number rank, range of representation, output score, adaptive digital filter.*

Одной из самых динамичных и быстро развивающихся технологий в мире систем, комплексов и средств связи является цифровая обработка сигналов. Цифровая обработка сигналов (ЦОС) [1] – это технология, призванная решать задачи обработки сигналов в реальном времени с высоким качеством. Активное развитие средств ЦОС обусловлено, прежде всего, постоянным ростом требований к качеству обработки сигналов в системах связи и управления. Предпосылками к этому явилось совершенствование элементной базы вычислительных устройств, имеющее целью повышение производительности, точности вычислений и надежности устройств ЦОС.

Основным алгоритмом, реализующим ЦОС, является алгоритм цифровой фильтрации. Цифровая фильтрация в средствах связи используется в блоках предварительной обработки, представляющих собой блоки защиты от помех, и в блоках цифровой обработки сигналов. В средствах связи цифровая фильтрация реализуется как традиционными, так и адаптивными цифровыми фильтрами, при этом традиционный цифровой фильтр (ЦФ) является составным элементом адаптивного [2].

Развитие теории адаптивной обработки сигналов всегда было неразрывно связано с практикой. Примерами широко используемых на практике адаптивных устройств являются компенсаторы сигналов акустического и электрического эха, эквалайзеры (выравниватели) характеристик электрических и акустических каналов связи, адаптивные антенные и акустические решетки. Эти устройства являются неотъемлемыми элементами оборудования современных радиотехнических систем и систем связи, тактико-технические характеристики которых часто не-

 ISSN 1995-7009

достижимы без использования адаптивной обработки сигналов. Сегодняшние практические результаты адаптивной обработки сигналов во многом обусловлены достижениями в цифровой электронике и микроэлектронике, позволившими создавать высокопроизводительные и компактные цифровые устройства на базе СБИС, программируемых логических матриц и цифровых процессоров обработки сигналов. Эти устройства обеспечивают реализацию сложных алгоритмов ЦОС в реальном масштабе времени, т.е. на требуемой частоте дискретизации обрабатываемых сигналов [3].

Основой большинства адаптивных устройств является адаптивный фильтр. Фильтрация сигналов, включая адаптивную фильтрацию, может выполняться как аналоговым, так и цифровым способом. Сегодня в различных устройствах в основном используются цифровые адаптивные фильтры. Подобно фильтрам с фиксированными коэффициентами, существуют две основные структуры адаптивных фильтров – это фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ), или рекурсивные фильтры [2–4].

Ввиду преимуществ КИХ-фильтров перед БИХ-фильтрами первые находят широкое применение в современных радиотехнических системах и системах связи [4, 5]. Однако при практической реализации адаптивных систем, основой которых является КИХ-фильтр, разработчики сталкиваются со следующими проблемами [3, 4]:

– требуется длительное время на вычисление выходного отсчета, поскольку алгоритм подстройки коэффициентов фильтра требует большого количества итераций;

– порядок фильтра составляет десятки–сотни отсчетов его импульсной характеристики, что определяет большие аппаратные и энергетические затраты при его реализации на существующей элементной базе.

Одним из путей решения вышеуказанных проблем является реализация алгоритма цифровой фильтрации в алгебраической системе класса вычетов. На сегодняшний день имеется большое количество научных публикаций о преимуществах системы остаточных классов (СОК) перед позиционной (двоичной) системой счисления в плане значительного повышения быстродействия, точности и отказоустойчивости работы устройств ЦОС, в том числе и ЦФ [4, 6–10].

Входными сигналами для традиционных и модулярных ЦФ являются сигналы, поступающие с выхода аналого-цифрового преобразователя. На сегодняшний день разрядность входных сигналов ЦФ составляет от 6 до 24 двоичных разрядов [5, 11].

Математические основы СОК приведены в [7–9, 10, 12]. Используя естественные преимущества модулярных кодов перед позиционными кодами, возможно обеспечить повышение быстродействия, точности и отказоустойчивости работы ЦФ [6, 9, 13]. Общая структурная схема ЦФ, функционирующего на основе СОК, приведена на рис. 1 [6, 13–15]. Диапазон входных данных ЦФ будет определять количество вычислительных каналов фильтра и преобразователей данных из двоичного представления в модулярный код. В каждом вычислительном канале фильтра определение выходного отсчета осуществляется независимо, т.е. реализуется абсолютная параллельная обработка входных данных на уровне арифметических операций. Для представления выходных отсчетов фильтра в двоичном коде используется обратный преобразователь кода СОК в позиционный код.

При организации функционирования модулярного ЦФ необходимо, чтобы диапазон представления данных в СОК $D_{\text{сок}}$ был не меньше диапазона их представления в позиционной системе счисления (ПСС) $D_{\text{псс}}$, т.е. должно выполняться следующее условие:

$$D_{\text{сок}} \geq D_{\text{псс}}, \qquad (1)$$

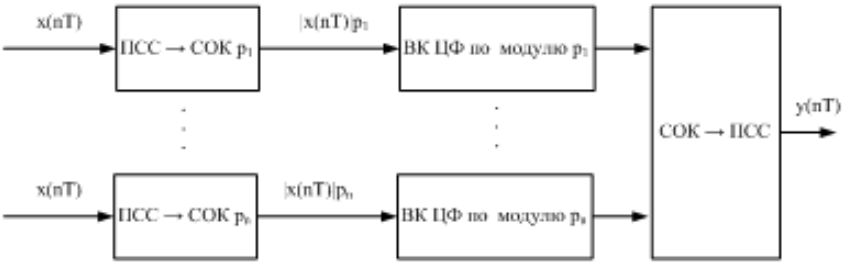


Рис. 1. Общая структурная схема ЦФ, функционирующего на основе СОК

где $D_{\text{псс}} = 2^n - n$ – разрядность входных данных ЦФ; $D_{\text{сок}} = m_1 m_2 \ldots m_{n+k}$, $m_i = \overline{1,k}$ – основания СОК, которые должны быть взаимно простыми числами [6–10, 12–15].

Применение традиционных позиционных ЦФ в системах ЦОС связано с недостаточной точностью вычисления выходных отсчетов, обусловленной ошибками квантования входных данных, ошибками вычисления отсчетов импульсной характеристики ЦФ (коэффициентов ЦФ) и необходимостью проведения операций округления или усечения результатов выполнения базовой операции цифровой фильтрации – умножения с накоплением [5]. Для устранения этого недостатка применяют фильтры большого порядка (более 100) или проводят подстройку коэффициентов фильтра, используя систему адаптации [2, 3]. Таким образом, имеет место следующее противоречие: повышение точности вычислений ведет к снижению скорости вычисления выходного отсчета или значительно увеличивает аппаратные затраты, что является неприемлемым для многих практических приложений ЦФ.

Разрешением выявленного противоречия, как показано выше, может быть применение СОК в алгоритмах цифровой фильтрации [4, 6, 9, 14, 15]. В настоящей статье проведены оценки для реализации модулярного ЦФ с 16-разрядными коэффициентами, обрабатывающего 16-разрядные входные данные. Тогда диапазон входных данных составит $D_{\text{псс}} = 65536$. Для выполнения условия (1) выбрана следующая система оснований СОК: $m_1 = 2$, $m_2 = 5$, $m_3 = 7$, $m_4 = 11$, $m_5 = 13$, $m_6 = 19$.

Для обеспечения требуемой точности вычисления выходных отсчетов фильтра выбраны 16-разрядные коэффициенты. Следовательно, при выполнении операции умножения в вычислительном канале модулярного ЦФ результат должен быть 32-разрядный, т.к. операцию округления или усечения применять нельзя по причине того, что изменится представление промежуточного результата в СОК в каждом вычислительном канале, и будет получен неправильный результирующий выходной отсчет фильтра. Учет этого обстоятельства потребовал выбора расширенной системы оснований, в которую включены основания

$$m_{n+1} = 23,\ m_{m+2} = 29,\ m_{n+3} = 31,$$
$$m_{n+4} = m_{n+k} = 37.$$

Тогда расширенная система оснований примет следующий вид: $m_1 = 2$, $m_2 = 5$, $m_3 = 7$, $m_4 = 11$, $m_5 = 13$, $m_6 = 19$, $m_7 = 23$, $m_8 = 29$, $m_9 = 31$, $m_{10} = 37$.

Тогда структура вычислительного устройства ЦФ будет включать десять вычислительных каналов по модулям $m_1 \ldots m_{10}$. Модуль $m_9 = 31$ введен с целью исключения переполнения (выхода за пределы диапазонов представления данных). Так как импульсная характеристика ЦФ имеет отрицательные коэффициенты, то их представление в СОК осуществляется во второй половине диапазона $D_{\text{сок}}$ (числа 32768–65535); в первой половине (от 0 до 32767) осуществляется представление входных данных и коэффициентов ЦФ, имеющих положительный знак. Значение модуля $m_1 = 2$ выбрано с точки зрения упрощения операции сравнения полученного результата с величиной $D_{\text{сок}}/2$, т.е. определения области положительных или отрицательных чисел, в которую попал результат вычислений. Подробно способы представления данных, имеющих положительное и отрицательное значение в СОК, описаны в [4, 6, 7, 10, 14].

Увеличение количества оснований приводит к увеличению аппаратных затрат. С целью их уменьшения предлагается провести масштабирование выходных отсчетов каждого вычислительного канала модулярного ЦФ. Операция масштабирования проводится путем деления полученного результата в каждом вычислительном канале на масштабирующий коэффициент $D_{\text{м}}$, который определяется как

$$D_{\text{м}} = m_{n+1} m_{m+2} m_{n+3} m_{n+4}. \qquad (2)$$

Проведение масштабирования приводит к значительному уменьшению аппаратных затрат ввиду того, что преобразование выходных отсчетов модулярного ЦФ будет осуществляться не по 10 основаниям, а по 6: $m_1 = 2$, $m_2 = 5$, $m_3 = 7$, $m_4 = 11$, $m_5 = 13$, $m_6 = 19$.

Предложенный метод уменьшения диапазона представления данных в модулярных цифровых фильтрах является эффективным с точки зрения уменьшения аппаратных и временных затрат по причине того, что не требуется проводить вычисление ортогональных базисов и ранга числа, который используется при преобразовании данных из СОК в ПСС традиционным способом. Подробно эти процедуры описаны в [7, 8, 10]. При использовании предложенного способа масштабирования в модулярных ЦФ обратное пре-

образование данных из СОК в ПСС будет осуществляться на основе коэффициентов обобщенной полиадической системы счисления (ОПС) [7, 8, 10], вычисляемых по основаниям $m_1 = 2$, $m_2 = 5$, $m_3 = 7$, $m_4 = 11$, $m_5 = 13$, $m_6 = 19$.

С учетом рис. 1 структурная схема модулярного ЦФ с масштабированием и переводом данных из СОК в ПСС на основе коэффициентов ОПС приведена на рис. 2.

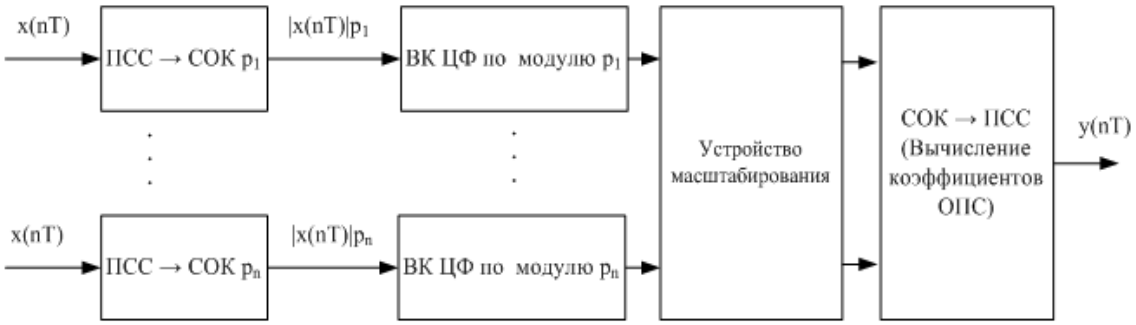


Рис. 2. Структурная схема ЦФ, функционирующего на основе СОК, с учетом предлагаемого метода

Для проведения сравнительного анализа разработанного ЦФ с масштабированием результата были созданы программные реализации позиционного и модулярного ЦФ, обрабатывающего 16-разрядные данные. Значения входных отсчетов ЦФ, снимаемых с выхода 16-разрядного АЦП, показаны на рис. 3.

Рис. 3. Входные отсчеты цифрового КИХ-фильтра, функционирующего в СОК

При использовании программной реализации позиционного ЦФ был получен отклик, который показан на рис. 4.

При использовании программной реализации модулярного ЦФ без масштабирования были получены 32-разрядные результаты, которые приведены в таблице.

Рис. 4. Отклик позиционного цифрового КИХ-фильтра

Таблица

Отклик цифрового КИХ-фильтра, функционирующего в СОК

№ отсчета	Значение	№ отсчета	Значение	№ отсчета	Значение
Y(1T)	–10440000	Y(6T)	–259123121	Y(11T)	5276991239
Y(2T)	9125826	Y(7T)	1571674266	Y(12T)	4407237929
Y(3T)	107929843	Y(8T)	4454307516	Y(13T)	4181550654
Y(4T)	45960622	Y(9T)	6282131308	Y(14T)	4472603748
Y(5T)	–366015995	Y(10T)	6251992481	Y(15T)	4719415933

Анализ таблицы показывает, что полученные отклики модулярного ЦФ совпадают со значениями отклика позиционного ЦФ с коэффициентом масштабирования 10^5. Данное значение было выбрано с условием целочисленного представления коэффициентов КИХ-фильтра 15-го порядка. При этом увеличение динамического диапазона фильтра привело к ситуации, когда для представления ортогональных базисов, которые используются для обратного преобразования из модулярного кода в позиционный, требуется от 32 до 36 двоичных разрядов. Следовательно, перевод из кода СОК в код ПСС на основе китайской теоремы об остатках с точки зрения схемных затрат не является оптимальным.

Рассмотрим ситуацию, когда модулярный ЦФ использует разработанный метод масштабирования. В этом случае коэффициент масштабирования будет определяться выражением (2) и для выбранной системы оснований СОК составит $D_M = 765049$.

После проведения масштабирования значения отклика ЦФ, представленные в коде СОК по основаниям $m_1 = 2$, $m_2 = 5$, $m_3 = 7$, $m_4 = 11$, $m_5 = 13$, $m_6 = 19$, поступают на входы преобразователя из модулярного кода в ОПС. Затем вычисленные коэффициенты ОПС умножаются на соответствующие основания ОПС в соответствии с выражением

$$Y = y_1 + y_2 m_1 + \\ + y_3 \prod_{i=1}^{2} m_i + y_4 \prod_{i=1}^{3} m_i + y_5 \prod_{i=1}^{4} m_i + + y_3 \prod_{i=1}^{5} m_i, \quad (3)$$

где y_j – коэффициент обобщенной полиадической системы счисления, $j = 1, 2, ..., 6$.

На рис. 5 приведен отклик ЦФ, функционирующего в СОК, после проведения масштабирования.

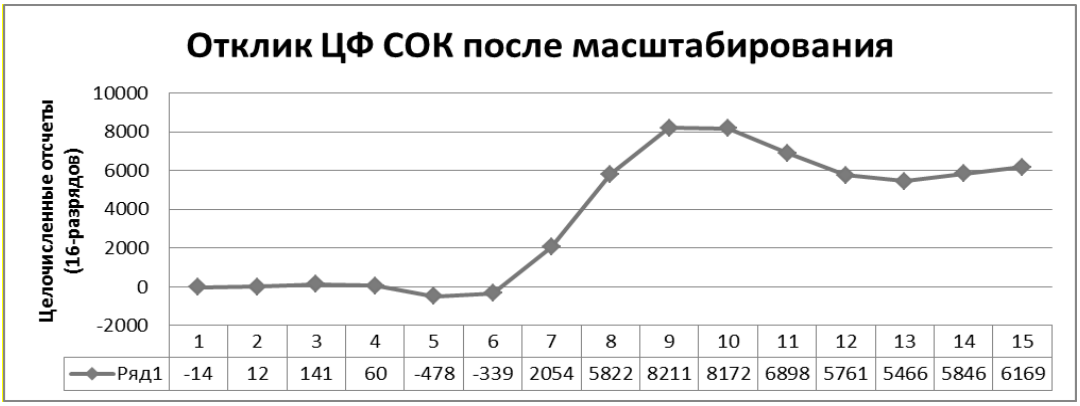


Рис. 5. Отклик ЦФ после масштабирования (данные приведены в ПСС)

Так как в процессе вычисления выходных отсчетов в вычислительных каналах модулярного ЦФ проводилась операция масштабирования, то после их преобразования из СОК в ПСС необходимо провести умножение полученного результата на константу, определяемую как

$$K = \frac{A_{\text{сок полн i}}}{A_{\text{сок мсшт i}}}, \quad (4)$$

где $A_{\text{сок полн } i}$ – результат вычисления выходного отсчета до масштабирования; $A_{\text{сок мсшт i}}$ – результат вычисления выходного отсчета после масштабирования.

Для обеспечения сходимости отмасштабированных результатов с откликом позиционного ЦФ необходимо полученные результаты умножить на коэффициент коррекции, который для данного КИХ-фильтра составляет $K_{\text{кор}} = 7{,}652$. Полученные результаты приведены на рис. 6.

Рис. 6. Отклик целочисленного ЦФ СОК, использующего разработанный метод масштабирования

При этом применение разработанного метода масштабирования позволило провести процедуру обратного преобразования из СОК в ПСС с использованием 16-разрядных данных. Это позволяет сократить схемные затраты на операцию преобразования в 1,78 раз по сравнению с использованием КТО без масштабирования результатов.

Выводы

Проведено обоснование целесообразности применения в ЦФ модулярных кодов.

При обработке данных большой разрядности увеличиваются аппаратные затраты на реализацию ЦФ, функционирующих в СОК. Для уменьшения диапазона представления данных в модулярных ЦФ и упрощения алгоритма обратного преобразования данных из СОК в позиционную систему счисления предложено провести масштабирование данных в вычислительных каналах фильтра. При этом также уменьшаются аппаратные затраты на реализацию преобразователя данных из СОК в ПСС.

Отклик позиционного цифрового КИХ-фильтра (рис. 4) совпадает с откликом целочисленного ЦФ СОК, использующего разработанный метод масштабирования (рис. 6). Небольшие отличия в значениях выходных отсчетов находятся в допустимых пределах, а имеющиеся погрешности обусловлены конечной разрядностью представления данных и коэффициентов в вычислительных элементах ЦФ [5].

Литература

1. *Солонина А.И., Улахович Д.А., Яковлев Л.А.* Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. СПб.: БХВ-Петербург, 2001. 358 с.

2. *Джиган В.И.* Адаптивные фильтры и их приложения в радиотехнике и связи // Современная электроника. 2009, № 9. С. 56–63.

3. *Джиган В.И.* Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера РИЦ ЗАО, 2013. 527 с.

4. *Велигоша А.В.* Обоснование и выбор эффективного метода реализации адаптивных цифровых фильтров // Теория и техника радиосвязи. 2012. № 1. С. 66–72.

5. *Гольденберг Л.М., Матюшкин В.Д., Поляк М.Н.* Цифровая обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1990. 256 с.

6. *Велигоша А.В.* Оптимизация структуры и алгоритмов функционирования непозиционного цифрового фильтра // Теория и техника радиосвязи. 2010. № 4. С. 82–88.

7. *Червяков Н.И., Сахнюк П.А., Шапошников А.В., Ряднов С.А.* Модулярные параллельные вычислительные структуры нейропроцессорных систем. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 288 с.

8. *Червяков Н.И.* Применение системы остаточных классов в цифровых системах обработки и передачи информации. Ставрополь: СВВИУС, 1984. 84 с.

9. *Коляда А.А., Пак И.Т.* Модулярные структуры конвейерной обработки цифровой информации. Минск: Университетское изд-е, 1992. 256 с.

10. *Калмыков И.А.* Математические модели нейросетевых отказоустойчивых вычислительных средств, функционирующих в полиноминальной системе класса вычетов / Под ред. Н.И. Червякова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. 276 с.

11. *Кестер У.* Аналого-цифровые преобразователи. М.: Техносфера, 2007. 1016 с.

12. *Акушский И.Я., Юдицкий Д.М.* Машинная арифметика в остаточных классах. М.: Сов. радио, 1968. 440 с.

13. *Калмыков И.А., Калмыков М.И.* Структурная организация параллельного спецпроцессора цифровой обработки сигналов, использующего модулярные коды // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 2. С. 60–66.

14. *Велигоша А.В.* Новый метод представления данных в модулярных кодах для цифровой обработки сигналов // Теория и техника радиосвязи. 2011. № 2. С. 69–75.

15. *Червяков Н.И., Калмыков И.А., Велигоша А.В., Иванов П.Е.* Цифровые фильтры в системе остаточных классов // Радиоэлектроника. 1995. Т. 38, № 8. С. 11–20.

Статья поступила в редакцию 19 октября 2015 года

УДК 681.3

ПОДАВЛЕНИЕ МОЩНЫХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ ПРИМЕНЕНИЕМ РЕЖЕКТОРНОГО ФИЛЬТРА ПОГЛОЩАЮЩЕГО ТИПА

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент кафедры инфокоммуникаций, e-mail: aveligosha@mail.ru
А.К. Киселёв, к.т.н., доцент кафедры инфокоммуникаций, e-mail: kiselev_a_k@mail.ru
А.Э. Корольков, магистр кафедры инфокоммуникаций, e-mail: arturmail7@gmail.com
А.Н. Балова, аспирант кафедры инфокоммуникаций, e-mail: niha030289@mail.ru
ФГАОУ ВПО «Северо-Кавказский федеральный ун-т» (г. Ставрополь)

Проведено моделирование канала подавления мощных узкополосных помех на основе применения режекторного фильтра поглощающего типа, реализованного направленными ответвителями и микрополосковыми линиями. Предложена структура модуля защиты от узкополосных помех для участка диапазона дециметровых волн от 1000 до 1500 МГц.

Ключевые слова: *канал подавления, канальный режектор, модуль защиты, микрополосковая линия, направленный ответвитель, полосовой фильтр, режекторный фильтр.*

HIGH-POWER NARROW-BAND JAMMING SUPPRESSION BY THE USE OF ABSORBING BAND-REJECTION FILTER

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor at the Department of Infocommunications, e-mail: aveligosha@mail.ru
A.K. Kiselyov, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor at the Department of Infocommunications, e-mail: kiselev_a_k@mail.ru
A.E. Korolkov, Master at the Department of Infocommunications, e-mail: arturmail7@gmail.com
A.N. Balova, postgraduate at the Department of Infocommunications, e-mail: niha030289@mail.ru
North Caucasus Federal University (Stavropol)

We present a simulation of high-power narrow-band jamming suppression channel by the use of absorbing band-rejection filters with directional couplers and microstrip lines. The UHF (1000 – 1500 MHz) anti-jamming module structure is proposed.

Keywords: *suppression channel, channel rejector, anti-jamming module, microstrip line, directional coupler, band-pass filter, band-rejection filter.*

Проблема защиты радиоэлектронных устройств (РЭУ) от естественных, взаимных и организованных радиопомех далека от своего решения. Однако в настоящее время известно значительное число методов борьбы с отдельными видами и группами помех. Радиоприемники и РЭУ строятся так, чтобы они были защищены от действия не только наиболее вероятных, но и наиболее опасных организованных помех. Это делается даже в тех случаях, когда применяемые средства защиты получаются сложными и дорогостоящими.

Принципиально защита от помех базируется на отличии и закономерностях изменения параметров, свойственных сигналам и помехам. Она обеспечивается первичной, вторичной, функциональной селекциями и использованием другой доступной информации о сигналах и помехах.

Под первичной селекцией понимают выделение полезного сигнала из смеси его с помехами в различных элементах радиоприёмника при использовании лишь тех параметров сигнала, которые обусловливаются принципом его построения. В соответствии с этим различают пространственную, поляризационную, частотную, фазовую, временную, амплитудную, структурную и комбинированную первичные селекции [1, 2].

Первичная частотная селекция наиболее эффективно позволяет вести борьбу с активными и пассивными маскирующими помехами. Она базируется на информации о различной спектральной плотности сигнала и помехи в определенной (заданной) области частот.

Если на вход приемного устройства поступает большое количество слабо коррелирован-

 ISSN 1995-7009

ных помех от разных источников сравнимой мощности, то их сумма, согласно центральной предельной теореме, представляет процесс, близкий к гауссовскому. Добавляясь к флуктуационному шуму аппаратуры, он создает гауссовскую помеху. Однако нередко среди множества маломощных помех на вход приемника поступают отдельные мощные импульсы или сосредоточенные по спектру помехи. В таком канале, если не принимать специальных мер, прием сигналов сопровождается ухудшением помехоустойчивости и даже полным нарушением связи.

Все мероприятия по защите от внешних помех можно разбить на три группы. К первой относят те, которые направлены на ослабление помех в месте их возникновения. Вторая группа – это мероприятия, цель которых – воспрепятствовать проникновению помех на вход демодулятора. В радиосвязи для этого осуществляется рациональное распределение частот между отдельными службами и каналами с учетом размещения передатчиков и приемников и условий распространения радиоволн. Третья группа мероприятий охватывает выбор ансамбля сигналов и построение приемника с целью предупредить попадание внешних помех в схему демодулятора и минимизировать вероятность ошибки, если они все-таки проникнут в нее.

Сосредоточенные помехи наблюдаются почти исключительно в радиоканалах. Защита демодулятора от их попадания осуществляется линейными цепями радиоприемников. Способность ослабить сосредоточенную помеху на входе демодулятора определяет избирательность радиоприемника. Частотная избирательность обеспечивается тем, что до подачи сигнала на вход демодулятора он фильтруется линейными цепями, полоса пропускания которых достаточна для того, чтобы сигнал прошел без существенных искажений, а сосредоточенные помехи, которые лежат вне полосы пропускания, при этом ослаблялись. Важно отметить, что влияние сосредоточенных помех возрастает при увеличении нелинейности входных каскадов радиоприемника, поскольку возникающие при этом комбинационные частоты (даже если помеха на входе приемника непосредственно и не попала в полосу пропускания) могут оказаться в области частот полезного сигнала.

Очевидно, для уменьшения вероятности попадания сосредоточенной помехи в полосу частот сигнала желательно использовать по возможности более узкополосные сигналы. Именно поэтому на протяжении многих десятилетий для передачи цифровых сигналов по радиоканалам применялись только простые узкополосные сигналы (АМ-2, ЧМ-2, ФРМ-2), элементами которых являются отрезки синусоиды. Однако за последние 40–50 лет наметился и другой подход, связанный с существенным расширением спектра сигнала усложнением его формы или использованием широкополосных сигналов (ШПС). Сигналы ШПС позволяют успешно передавать сигналы в многолучевых каналах радиосвязи. Применение сигналов ШПС оказалось эффективным и для защиты от узкополосных сосредоточенных помех. Дело в том, что если спектр узкополосного сигнала перекрывается мощной сосредоточенной помехой, то практически не удается избежать возникновения ошибок. Если же такая помеха окажется в полосе ШПС, то в принципе существует возможность «вырезать» ее режекторным фильтром (или другими способами) и по оставшейся части спектра ШПС восстановить переданный цифровой сигнал. Поэтому, хотя вероятность попадания сосредоточенной помехи в спектр ШПС б*о*льшая, чем в спектр узкополосного сигнала, вероятность ошибок, создаваемых такой помехой, при ШПС (и при соответственно построенных радиоприемнике и демодуляторе) может оказаться значительно меньшей [3].

Для защиты от сосредоточенных помех строятся «устройства защиты от сосредоточенных помех». Такое устройство представляет собой ряд параллельно включенных блоков (каналов подавления) [4]. Блоки подавления содержат: узкополосные фильтры со смежными полосами пропускания, рассчитанными так, что вместе они пропускают без существенных искажений весь ШПС, устройства, которые анализируют напряжения на выходах каждого фильтра, и управляемые ключи, отключающие выходы тех блоков, в которых оказываются мощные сосредоточенные помехи. Это устройство включается на входе демодулятора.

В литературе описано достаточно много разнообразных структурных схем модулей защиты (МЗ) от воздействия помех. Однако большинство из них реализуют одну из трех типовых архитектур [4]: параллельную, каскадную (цепочечную), комбинированную.

Параллельная архитектура подобна системе частотного мультиплексирования при частотном разделении каналов в телефонии и телевидении. Канал подавления (КП) образуется одной из ветвей разветвителя, полосовым фильтром (ПФ), одной из ветвей сумматора и дополнительными элементами – вентилями и коммутаторами. Число ветвей определяется отношением $\Delta f_{РАБ} / \Delta f_{КП}$, где $\Delta f_{РАБ}$ – полоса рабочих частот, $\Delta f_{КП}$ – полоса частот канала подавления.

Наличие вентилей обусловлено необходимостью исключения взаимного влияния КП за счет отраженной волны. Необходимо учитывать, что вентили являются сравнительно узкополосными устройствами (относительная полоса пропускания не более 20% от заданной частотной области).

Ветви заданных КП включаются на подавление с помощью коммутаторов, в остальных ветвях через ПФ сигнал поступает в нагрузку (на выход МЗ). При очевидной простоте подобной архитектуры она имеет массу трудноустранимых, особенно в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ), недостатков:

– сложность получения достаточно равномерных амплитудно-частотных (АЧХ) и фазочастотных (ФЧХ) характеристик в каналах пропускания;

– большие потери при разветвлении и сложении сигнала;

– сложность реализации развязки (взаимного влияния) КП.

По указанным причинам при числе КП более 3–4 данная архитектура на практике не применяется.

Каскадная (цепочечная) архитектура существенно проще параллельной. Она имеет все недостатки параллельной архитектуры, кроме того – усложненную коммутацию для сохранения требуемых АЧХ и ФЧХ, поэтому данная архитектура на практике также не применяется.

Комбинированная архитектура вносит существенно меньше искажений в линию передачи при коммутации. Применение широкополосных направленных ответвителей обеспечивает работу МЗ в широкой полосе частот. Реализация поглощающих резонаторов возможна на различных физических принципах, описанных в [5].

Частотные фильтры находят широкое применение в технике СВЧ. Несмотря на существенные различия в технике их практической реализации для различных частотных диапазонов, их принцип действия состоит в частотно-избирательном отражении части мощности обратно к генератору (входу приемника), что приводит к нарушению оптимального режима его работы, если между выходом и входом фильтра отсутствует элемент развязки (аттенюатор, вентиль).

Указанное явление отсутствует в фильтрах поглощающего типа, в которых в полосе задерживания мощность направляется в поглощающую согласованную нагрузку, не попадая обратно к генератору. При этом обеспечивается хорошее согласование с генератором как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания.

Один из возможных подходов к разработке режекторного фильтра (РФ) для диапазона СВЧ может быть основан на использовании эффекта поглощения мощности в резонаторе бегущей волны (РБВ). Этот эффект численно исследован в работе [5] применительно к режиму бегущей волны. Данный фильтр может быть реализован в виде отрезка прямоугольного волновода, замкнутого в кольцо и связанного с источником СВЧ-энергии через волноводный направленный ответвитель (НО). В таком устройстве теоретически вся энергия, поступающая на вход ответвителя от генератора, поглощается в кольцевом резонаторе, если коэффициент связи резонатора с питающим волноводом имеет оптимальное значение, зависящее от интегральных потерь в резонаторе и НО. Это явление имеет место только на фиксированных частотах, на которых эффективная длина резонатора равна целому числу длин волн. Таким образом, это устройство по существу представляет собой узкополосный РФ поглощающего типа для диапазона сантиметровых волн.

В основу другого подхода к разработке РФ поглощающего типа могут быть положены свойства направленного фильтра (НФ) бегущей волны, представляющего собой четвертьволновый НО, связанный с кольцевым резонатором, или его усовершенствованный вариант – нагруженный НО, связанный с основным НО $\lambda/4$ отрезками микрополосковой линии (МПЛ) [6, 7]. Схемы этих фильтров показаны на рис. 1 и 2.

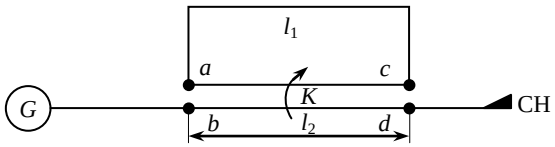


Рис. 1. Схема направленного фильтра бегущей волны

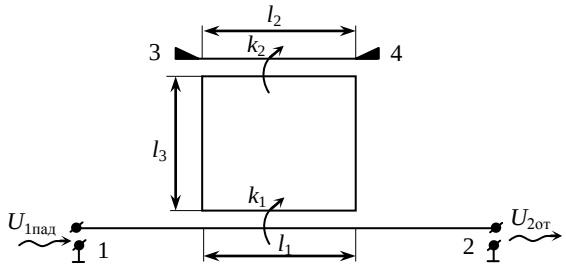


Рис. 2. Схема направленного фильтра, включенного в режиме режекторного фильтра поглощающего типа (усовершенствованный вариант)

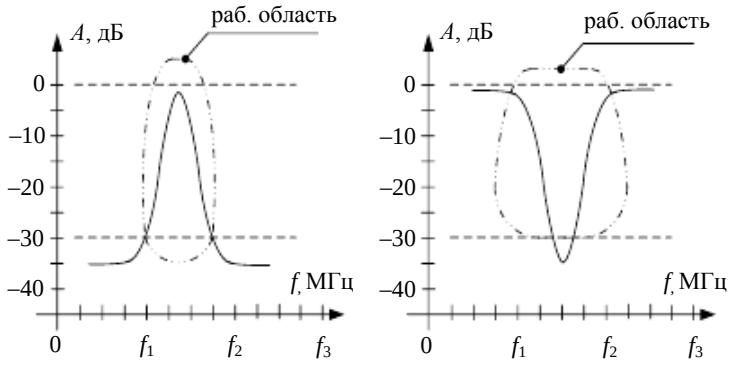
На рис. 1 и 2 приняты следующие обозначения: G – СВЧ-генератор; СН – согласованная нагрузка; l_1 – длина отрезка линии, равная $3\lambda_{B0}/4$; l_2 – длина направленного ответвителя, равная $\lambda_{B0}/4$; K – коэффициент связи.

В устройстве, представленном на рис. 2, теоретически вся мощность на частотах, для которых эффективная длина резонатора равна целому числу длин волн, не проходит на выход резонатора, не отражается назад к генератору, а поглощается в согласованной нагрузке.

В работе [7] приводятся результаты численных исследований и оптимизации частотных характеристик РБВ и НФ с учетом распределенных в тракте потерь применительно к рассматриваемому диапазону частот (1000 – 1500 МГц).

При разработке и реализации требуемого РФ существует проблема – обеспечение высокого значения коэффициента прямоугольности АЧХ. Эта проблема, как оказывается при ближайшем рассмотрении, является принципиальной. Дело в том, что при реализации РФ появляются требования, очень редко предъявляемые в практике реализации фильтров.

Поясним возникшую проблему на примере. На рис. 3 показаны АЧХ полосно-пропускающего (ПФ) (рис. 3а) и полосно-заграждающего (РФ) (рис. 3б) фильтров, обладающих одной и той же АЧХ. Пунктирной линией с двоеточием на этих рисунках обозначены рабочие области частот, в которых к фильтрам предъявляются требования по их АЧХ.



а) б)

Рис. 3. Рабочие области частот: а – ПФ, б – РФ

Сравнительный анализ этих АЧХ в рамках понятий ФНЧ-прототипа приводит к выводу о том, что две абсолютно идентичные АЧХ (они получены отражением одной и той же кривой) оказываются совершенно разными с точки зрения выполнения требований по частотным характеристикам, предъявляемых к фильтрам ПФ и РФ типа.

Типовая резонансная кривая для ПФ, показанная на рис. 3 а, полностью удовлетворяет требованиям: потери в полосе пропускания приемлемы, глубина затухания составляет более 30 дБ, крутизна изменения АЧХ в рабочем диапазоне частот соответствует предъявленным требованиям. Совсем иная картина наблюдается на рис. 3 б, на котором показана та же самая АЧХ, но уже являющаяся резонансной кривой для РФ. Проведенные исследования АЧХ фильтра, представленной на рис. 3 б, позволяют сделать следующие выводы:

– прямоугольность характеристики в начальных по скату АЧХ частотах не соответствует предъявленным требованиям;

– крутизна скатов резонансной кривой недостаточна (по той же причине – из-за начальных участков затухания АЧХ);

– уровень затухания приемлем.

Таким образом, одна и та же АЧХ, реализованная для ПФ и для РФ, в случае ПФ удовлетворяет требованиям, а в случае РФ – не удовлетворяет. Именно такая ситуация имеет место в рассматриваемом случае, когда необходимо реализовать РФ, минимально влияющий на соседние области частот.

В рамках проводимых исследований выполнено моделирование РФ на основе направленного фильтра бегущей волны с кольцевым резонатором [6, 7] для диапазона 1000÷1500 МГц при одновременном обеспечении минимального затухания сигнала вне полосы подавления.

Основной особенностью такого звена являются достаточно широкие возможности формирования формы АЧХ. Передаточная функция имеет нечетный порядок (пять λ/4 резонаторов 2-го порядка и один реактивный элемент связи 1-го порядка в НО). Резонансные частоты (длина отрезков), волновое сопротивление резонаторов (ширина полосок), величина связи (зазор) в НО могут выбираться в заданных пределах независимо. В рамках теории СВЧ цепей [8, 9] требуется рассматривать распространение четных и нечетных мод в связанных МПЛ. Это резко усложняет задачу, хотя результаты могут быть получены только при существенных ограничениях [5–7].

В рамках понятий ФНЧ-прототипа [8] точный аналог не может быть определен, но аналог в виде связанных колебательных контуров существенно упрощает задачу моделирования и трактовку результатов. В среде Microwave Office 2009 выполнено моделирование РФ СВЧ поглощающего типа (рис. 4), изображенного на рис. 1. Исходные данные для моделирования выбраны с точки зрения практической реализации фильтра [8].

При слабой связи (порядка 10 дБ) в НО была получена только одногорбая характеристика, которая представлена на рис. 5. Основные свойства фильтра описываются квадратной матрицей рассеяния **S** [6], связывающей амплитуды отраженных и падающих волн на полюсах многополюсника. Параметрами матрицы являются:

S1,1 – коэффициент отражения от 1-го полюса при условии, что к остальным полюсам подключены согласованные нагрузки;

S2,1 – коэффициент передачи от 1-го полюса во 2-й при тех же условиях и т.д.

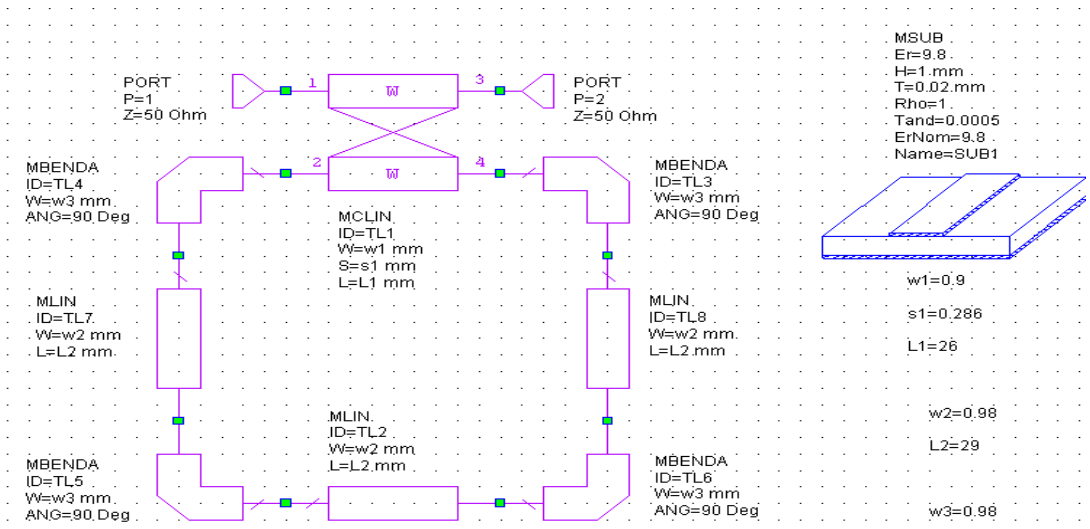


Рис. 4. РФ СВЧ поглощающего типа

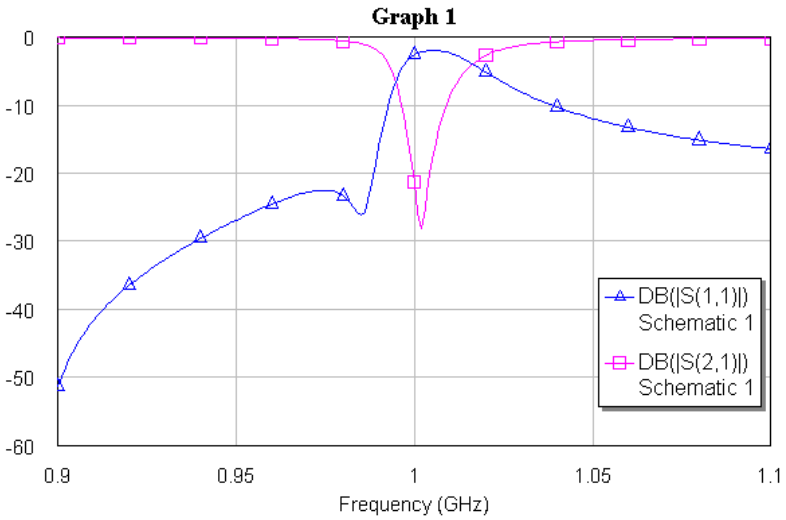


Рис. 5. Характеристика РФ при слабой связи (одногорбая)

При увеличении связи до 6 дБ (уменьшении зазора *S* НО) и расстройке НО и 3λ/4 кольцевого резонатора (рис. 6) расширяется полоса подавления. Одновременно растет крутизна скатов АЧХ за счет формирования двугорбой характеристики (рис. 7), т.е. увеличивается крутизна скатов АЧХ и расширяется полоса задерживания.

Известно условие формирования оптимальной АЧХ РФ [5] – коэффициент связи в НО должен иметь значения в пределах $k = 0{,}5 \div 0{,}8$ (2 ÷ 3) дБ. Это условие требует достаточно малой ширины МПЛ (*W*) и зазора (*S*) в НО.

При выполнении этого условия возможно получение частот бесконечного затухания АЧХ (чисто мнимых нулей передаточной функции), что существенно повышает крутизну скатов АЧХ.

Представляется, что для реализации одновременно всех требований, предъявляемых к РФ рассматриваемого типа, могут использоваться иные, не рассматриваемые в настоящей работе принципы построения фильтров бегущей волны. Такими принципами могут быть [10]:

– использование РФ на сферах железо-иттриевого граната (ЖИГ-сферах);

– построение РФ на диэлектрических поглощающих резонаторах;

– построение РФ на основе ПФ, связывающих поглощающую нагрузку с линией передач, обеспечивающих высокую крутизну АЧХ (прямоугольность) в начале и в конце полосы задерживания.

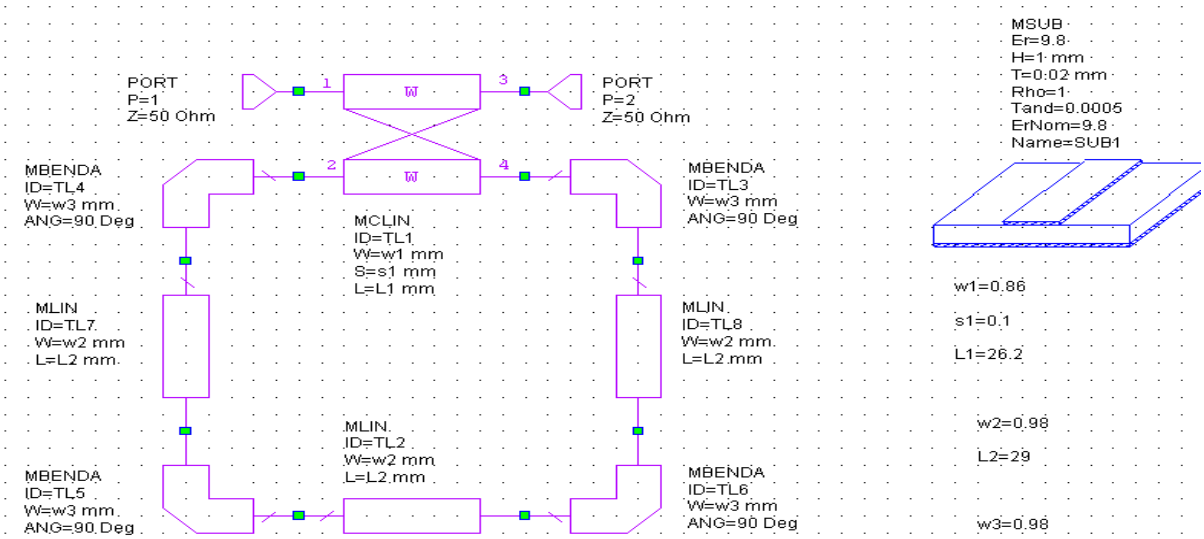


Рис. 6. РФ СВЧ поглощающего типа при увеличении связи до 6 дБ

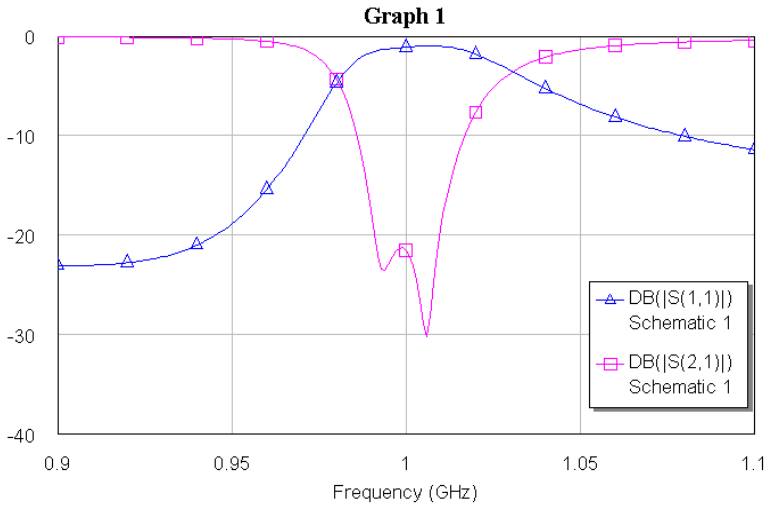


Рис. 7. Характеристика РФ при увеличении связи до 6 дБ (двугорбая)

Отечественная и зарубежная промышленность производит достаточно широкий ассортимент фильтров, в той или иной мере реализующих описанные принципы, под конкретные технические задачи [10–11].

Реализация фильтров с использованием перечисленных принципов потребует резкого повышения требований к технологии их выполнения и соответственно увеличит их стоимость, однако при этом архитектура построения МЗ остается неизменной.

Рассмотрим модель направленного фильтра (рис. 8), включенного в режиме режекторного фильтра поглощающего типа на основе двух НО, изображенного на рис. 2 [5]. Его возможности существенно шире, чем у фильтра с кольцевым резонатором, показанного на рис. 4.

Основной особенностью такого звена фильтра являются расширенные возможности формирования формы АЧХ, а также возможность его использования как РФ и ПФ. Передаточная функция имеет четный порядок (шесть λ/4 резонаторов 2-го порядка и два реактивных элемента связи 1-го порядка в НО). Резонансные частоты (длина отрезков), волновое сопротивление резонаторов (ширина полосок), величина связи (зазор) в НО могут задаваться в некоторых пределах (плюс/минус доля процента от средней частоты) независимо. В рамках понятий ФНЧ-прототипа может быть определен точный аналог. Кроме того, сопротивления нагрузки нижнего НО позволяют изменять величину потерь (добротность) корней передаточной функции фильтра. Схема звена и его характеристики представлены на рис. 8, 9. Исходные данные для моделирования используются те же, что и в предыдущем случае.

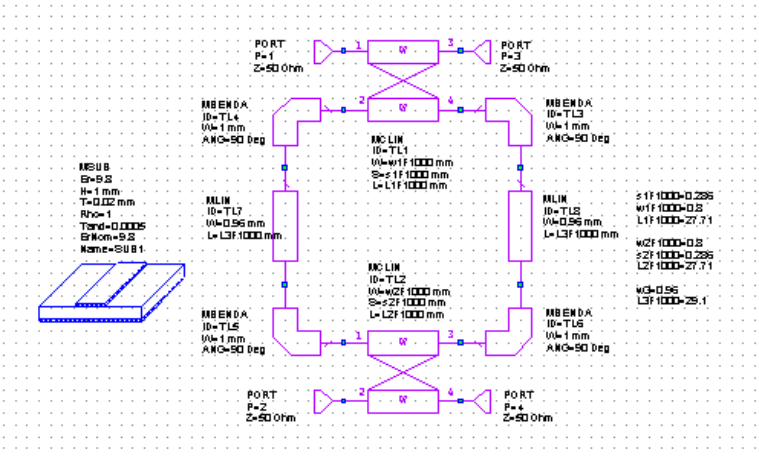


Рис. 8. Модель направленного фильтра, включенного в режиме режекторного фильтра поглощающего типа на основе двух НО

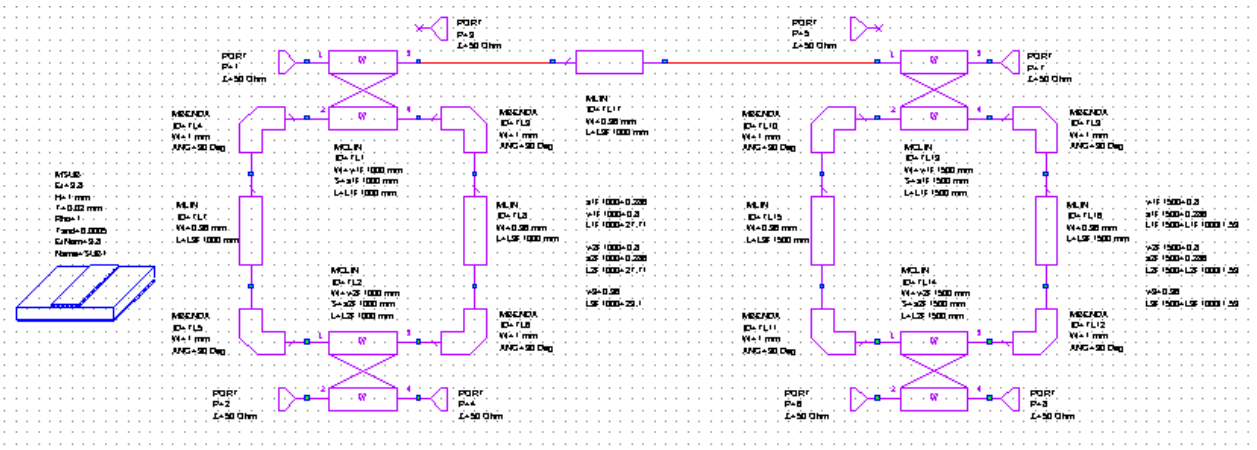


Рис. 9. Соединение звеньев фильтра отрезком МПЛ

Как следует из рис. 7, в окрестности частоты 1000 МГц звено обладает свойствами ПФ (S2,1) и РФ (S3,1). В широкой полосе частот рассеяние на входе S1,1 (КСВ) имеет малое значение (S1,1 < –15 дБ).

Вид характеристики в окрестности частоты 2000 МГц типичен для цепей с распределенными параметрами. Наличие у звена свойств ПФ позволяет использовать его для мониторинга выбранной частотной области.

Разрыв в цепи подключения верхнего НО к резонансным отрезкам переводит звено в неизбирательный частотный режим. При этом звено не вносит возмущений в МПЛ передачи (S3,1 = 0 дБ, S1,1 < –20 дБ, S2,1 → ∞). Данный факт можно использовать для управления режимом работы РФ, включив в указанные участки коммутирующие p-i-n диоды без использования сквозных отверстий в подложке.

Для оценки свойств МЗ при одновременном включении нескольких КР проведем исследование влияния расстройки частот режекции звеньев f_{MIN} и f_{MAX} на вид АЧХ составного фильтра. Звенья соединены отрезком МПЛ, как показано на рис. 9.

Моделирование звеньев, соединенных отрезком МПЛ, проведено на частоты режекции (согласно исходным данным) f_{MIN} = 1000 МГц и f_{MAX} =1500 МГц. Исходные данные и результаты моделирования представлены на рис. 10.

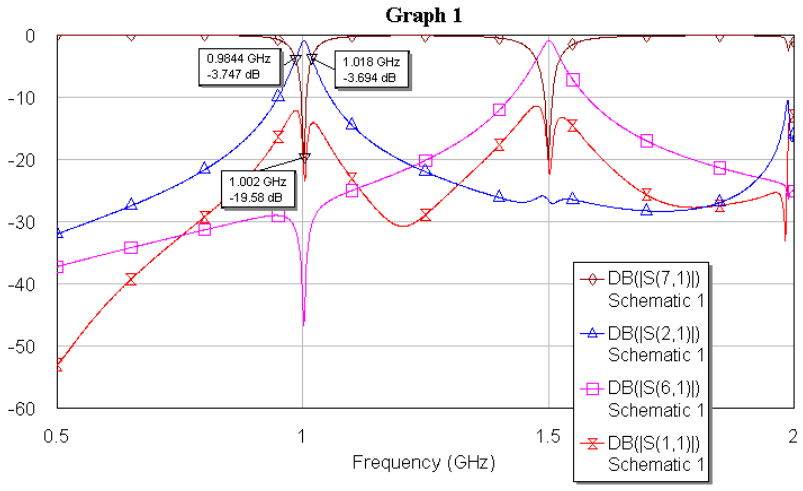


Рис. 10. Характеристики фильтра при настройке на частоты 1000 и 1500 МГц

Из рис. 10 видно, что полоса пропускания прямого прохождения S(7,1) разделена полосами режекции. Полоса пропускания S(2,1) НО совпадает с полосой задерживания первого звена. Отражение на входе S(1,1) менее –10 дБ. Полоса режекции на уровне 3 дБ $\Delta f_{3дБ} \approx 32$ МГц. Таким образом, в соответствии с исходными данными применение составного фильтра (рис. 9) обеспе-

чивает выполнение заданных требований по подавлению мощных узкополосных помех, действующих на входе СШП приемника.

Проведено исследование АЧХ рассматриваемого фильтра при расстройке звеньев относительно частоты 1000 МГц от f_{MAX} = 1016 МГц до f_{MAX} = 1256 МГц, которое показало, что при небольшой расстройке АЧХ фильтра в области пропускания остается без изменений. В средней части области задерживания АЧХ стала двугорбой, что повлекло уменьшение ослабления. При этом удалось увеличить крутизну скатов АЧХ. Дальнейшее увеличение расстройки показало, что в области пропускания АЧХ остается без изменений. В средней части области задерживания АЧХ стала двугорбой, заметно уменьшение уровня ослабления.

При f_{MIN} = 1000 МГц и f_{MAX} = 1256 МГц в области пропускания АЧХ остается без изменений. В середине части области задерживания затухание менее 3дБ, т.е. можно полагать, что появились две полосы задерживания. Таким образом, одновременное включение режекторных звеньев с близкими частотами режекции $\Delta f_{3дБ} < |f_{MAX} - f_{MIN}| < 8\Delta f_{3дБ}$ не ведет к расширению полосы задерживания.

Поставленная задача по разработке метода подавления мощных узкополосных помех, действующих на входе СШП приемника, может быть решена путем применения фильтра, реализованного в виде двух звеньев, соединенных МПЛ (рис. 9).

Полученные результаты моделирования позволяют дать практические рекомендации по построению устройства подавления узкополосных помех в приемном СШП тракте.

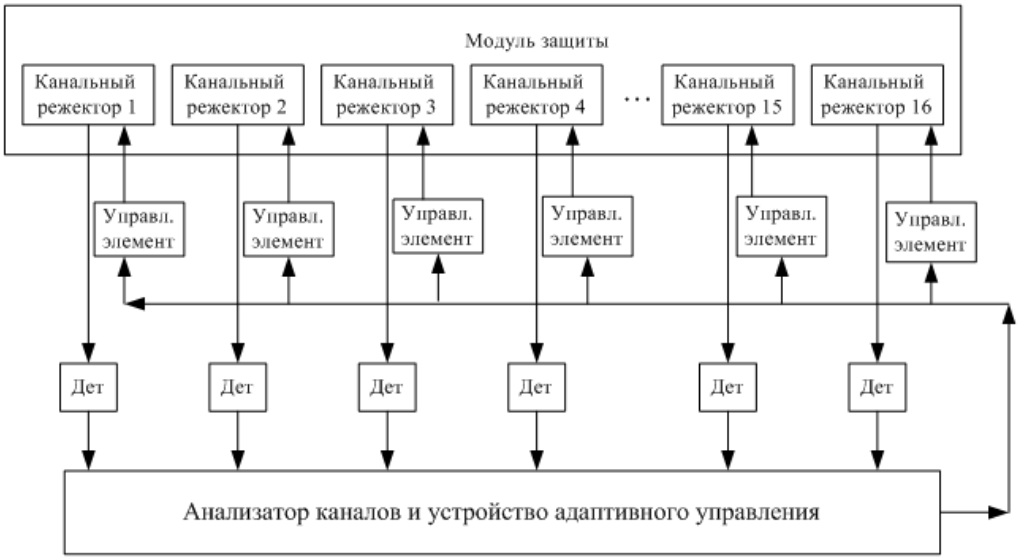


Рис. 11. Обобщенная структурная схема МЗ

Можно предложить следующий алгоритм работы МЗ:

1. В исходном режиме МЗ включен полностью (все КР включены на подавление). На выходах ПФ КР присутствуют сигналы, которые можно использовать для оценки наличия полезного сигнала и/или помехи в рабочих полосах КР.

2. На основе полученной оценки МЗ переводится в рабочий режим. Часть КР, в которых сигнал оценен как помеха, остаются включенными на подавление, остальные КР переключаются на пропускание.

3. В случае необходимости (при наличии ошибок приема) МЗ вновь переводится в исходный режим для оценки помеховой обстановки, перестройки (переключения КР) и перехода в рабочий режим. Обобщенная структурная схема МЗ приведена на рис. 11.

Литература

1. *Колосовский Е.А.* Устройства приема и обработки сигналов. М.: Горячая линия-Телеком, 2012. 452 с.

2. *Головин О.В.* Устройства генерирования, формирования, приема и обработки сигналов: учебное пособие. М.: Горячая линия-Телеком, 2012. 782 с.

3. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

4. *Румянцев К.Е.* Радиоприемные устройства. М.: Академия, 2008. 366 с.

5. *Будурис Ж., Шеневье П.* Цепи сверхвысоких частот / Под ред. А.Л. Зиновьева. М.: Сов. радио, 1979.

6. *Альтман Дж.Л.* Устройства СВЧ / Под ред. И.В. Лебедева. М.: Мир, 1968.

7. *Тиличенко М.П., Тиличенко В.М.* Режекторные фильтры СВЧ поглощающего типа // Вестник Гомельского государственного технического университета им. П.О. Сухого. 2001. Вып. 2 (5). С. 22–27.

8. *Ханзел Г.Е.* Справочник по расчету фильтров: пер. с англ. / Под ред. А.Е. Знаменского. М.: Сов. радио, 1974.

9. *Фуско В*. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: пер. с англ. / Под ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1990.

10. http://www.domen.ru/products/filtry-i-moduli.html

11. http://www.magneton.ru/

Статья поступила в редакцию 19 октября 2015 года

УДК 621.396.96

РЕАЛИЗАЦИЯ ФОНОВОЙ РЛС КРУГОВОГО ОБЗОРА НА ОСНОВЕ ТЕХНИКИ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ

С.С. Гремяченский, к. ф.-м. н., с.н.с., e-mail: slava.grim@yandex.ru
В.В. Солопов, нач. отдела, АО «Концерн» Созвездие», e-mail: vvs@sozvezdie.su
А.М. Сеченых, с.н.с., АО «МНИИРИП», e-mail: sam@mniirip.ru
А.Б. Муравник, д. ф.-м. н., зам. нач. НТУ, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: amuravnik@mail.ru

Для обнаружения низколетящих целей в бортовой РЛС кругового обзора (РЛС КО) предлагается использовать метод обработки входных сигналов, основанный на фоновом принципе. Разработана методика оценки эффективности подобных РЛС при решении задачи обнаружения низколетящих малозаметных летательных аппаратов, в частности, в интересах ПВО. На примере применения базовой станции системы мобильной радиосвязи GSM-900 в качестве РЛС КО произведена сравнительная оценка эффективности РЛС, реализующих метод фоновой локации и традиционный метод обратного рассеяния. Показано, что с внедрением фонового принципа в качестве режима работы любых бортовых РЛС КО при обнаружении низколетящих целей значительно возрастает их эффективность, а конструкция практически не усложняется.

Ключевые слова: *радиоэлектронная борьба, противовоздушная оборона, РЛС кругового обзора, дифракция, опорный сигнал, переднее рассеяние, подстилающая поверхность, фоновая локация, оценка эффективности РЛС.*

REALIZATION OF BACKGROUND ALL-ROUND-LOOKING RADAR BASED ON MOBILE RADIO SYSTEM ENGINEERING

S.S. Gremyachensky, Ph.D. in Physics and Mathematics, senior research engineer, e-mail: slava.grim@yandex.ru
V.V. Solopov, head of department, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: vvs@sozvezdie.su
A.M. Sechenykh, senior research engineer, JSC «Mytishchi Radio-measuring Devices Research Institute», e-mail: sam@mniirip.ru
A.B. Muravnik, D.D. in Physics and Mathematics, deputy head of Scientific and Technical Directorate, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: amuravnik@mail.ru

For low-flying target detection we propose a background method for processing of incoming signals to use in airborne all-round-looking radars. The principles of evaluation the efficiency of such radars in missions concerned with detection of low-flying stealth aircrafts, particularly for Air Defence purposes, are developed. Comparative efficiency evaluation for radars employing the background ranging method and traditional backscatter techniques is given using GSM-900 mobile radio base station as all-round-looking radar. It is shown that by introducing the background ranging method as an operating mode for any airborne all-round-looking radars for low-flying target detection enhances their efficiency with minimal design changes.

Keywords: *electronic warfare, air defence, all-round-looking radar, diffraction, reference signal, front backscattering, underlying surface, background ranging, radar efficiency evaluation.*

Широкое распространение по территории РФ систем мобильной радиосвязи побуждает к постановке естественного вопроса: а нельзя ли использовать эти системы и по другому назначению, в частности как РЛС? Ведь задач радиолокационного плана предостаточно, РЛС явно не хватает, а загрузка систем мобильной радиосвязи (СМР) текущей работой далека от стопроцентной. Представляется, что СМР могли бы «на досуге» помочь тем или иным соседним РЛС в решении стоящих перед ними задач. Так, например, РЛС противовоздушной обороны (ПВО), участвуя в решении важной задачи борьбы с воздушным терроризмом [1], находятся на постоянном боевом дежурстве и явно перегружены работой. И это несмотря на то, что в области радиолокации ПВО в последнее время наблюдаются значительные продвижения в части повышения их эффективности как в общем плане, так и в сфере радиоэлектронной борьбы (РЭБ) со средствами противодействия атакующей стороны [2].

 ISSN 1995-7009

Рассмотрим вопросы РЭБ в ПВО несколько подробнее, с тем чтобы прояснить возможности и загрузку РЛС оборонительной стороны.

Развернувшаяся в последнее время на страницах печати дискуссия о результатах РЭБ применительно к задачам ПВО [1, 2] близка к своему завершению. И хотя атакующей стороной достигнуты значительные теоретические и практические успехи в деле преодоления радиолокационного барьера ПВО ударными летательными аппаратами (ЛА), обеими сторонами признается, что к победе в этой борьбе близка бортовая радиолокация ПВО. Этот результат достигается в основном за счет возможного применения силами ПВО нового класса РЛС – *бистатических РЛС переднего рассеяния* (БРЛС ПР) (forward scatter radar) [2–4], иначе называемых *бистатическими просветными РЛС*. Здесь решающую роль играет физика происходящего процесса: интенсивность переднего рассеяния (ПР) объектом энергетического потока весьма значительна и не зависит от его отражающих свойств. Определяется она единственно площадью его поперечного сечения. В терминах радиолокации это означает, что в направлении ПР значительно возрастает эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) облучаемой цели, и она не может быть уменьшена никакими мерами маскировки (типа «стелс» и др.) [5–7]. Установка приемной антенны БРЛС навстречу потоку сигналов ПР способна целенаправленно использовать это дифракционное явление и в принципе обеспечить победу в РЭБ.

К сожалению (как всегда!) реализация этого явления связана с преодолением мощной помехи, создаваемой приему сигналов ПР потоком прямых сигналов передатчика РЛС. В настоящее время усилия разработчиков БРЛС ПР направлены на решение этой проблемы и определенные успехи на этом пути уже достигнуты [2, 4]. Нет сомнения в том, что в ближайшем будущем, благодаря интенсивным работам специалистов, указанные отрицательные свойства БРЛС ПР будут успешно преодолены.

На сегодняшний же день радиолокационным силам ПВО остается использовать другой резерв, лишенный указанных недостатков и пригодный для очень несложной реализации. Сведения о ее проведении отсутствуют, и не исключено, что эта задержка обусловлена несколько меньшей потенциальной эффективностью, чем у БРЛС ПР. Речь идет о реализации в радиолокации известного в оптике принципа так называемой «фоновой» локации, пригодного для использования и в обычных моностатических (однопозиционных) РЛС [2, 5].

Оказывается, что в ряде РЛС кругового обзора (РЛС КО) при их работе в режиме землеобзора можно вообще обойтись без собственного опорного сигнала, заменив его сигналом, поступающим из эфира – так называемым «фоновым» сигналом.

Решающим достоинством таких «фоновых» РЛС (ФРЛС) является исключительная простота их конструкции при способности успешно функционировать в условиях различных помех, и даже таких, которые вызываются переотражениями сигналов РЛС от местных наземных отражателей и серьезно препятствуют работе обычных РЛС обратного рассеяния [2, 5]. На повестке дня встал вопрос: каким образом реализовать ФРЛС наиболее простым и быстрым способом с наименьшими затратами? И здесь оказалось, что в качестве ФРЛС могут применяться технические средства систем мобильной радиосвязи. Изложению методики оценки их эффективности в этой необычной для систем связи роли и посвящается настоящая статья. Мы также попытаемся оценить эффективность бортовой фоновой РЛС КО простейшего вида при использовании в ней техники системы мобильной радиосвязи GSM-900, как системы весьма широко распространенной на территории РФ. В целом, полученный результат – положительный.

1. Электродинамические аспекты работы РЛС кругового обзора

Считаем, что бортовая РЛС КО решает статистическую задачу *обнаружения* низколетящей цели в условиях присутствия мощных отражений от подстилающей поверхности. Рассмотрим вкратце электродинамику процесса формирования отражений излученного РЛС сигнала от цели и подстилающей поверхности. Если в главном лепестке диаграммы направленности антенны (ГЛ ДНА) РЛС оказывается цель, полный поток отраженных волн включает в свой состав потоки сигналов трех видов, различающихся своим происхождением [3]. Это:

а) сигнал, отраженный от цели в направлении, обратном падению;

б) чисто фоновые сигналы, отраженные от подстилающей поверхности (ПП);

в) сигналы комбинированной природы (КП): отраженные от ПП и испытавшие перед-

нее рассеяние на цели (три основных разновидности).

Данные сигналы различаются своими временными характеристиками в общем потоке зондирования. Сигналы от ПП (вида «б») поступают в приемник постоянно, даже независимо от наличия цели. При ее появлении после каждого зондирования в приемник первыми возвращаются сигналы от цели вида «а», а за ними с некоторой задержкой – и сигналы КП (вида «в»). Напомним, что по условиям рассматриваемого сценария мощность сигнала вида «*а*» может быть доведена атакующей стороной до весьма малой величины (мерами типа «стелс» и т.п.). Учтем это и сосредоточимся на сигналах видов «*б*» и «*в*». Сигналы обоих этих видов обусловливаются отражениями от ПП и по этой причине являются случайными по амплитуде и считаются мешающими [6, 8]. Однозначность этого заключения в отношении сигналов вида «*в*» можно поставить под сомнение, поскольку при его вынесении не учитывалось участие в создании этих сигналов и самой цели. Известно [6–8], что за счет дифракции любой объект создает в *переднем* направлении, т.е. в области своей геометрической тени, поток вторичных излучений, уникальный по своим физическим свойствам. Помимо того, что уровень этого потока весьма значителен по своей величине, он совершенно не зависит от отражательных способностей объекта. Это явление получило даже собственное наименование: «принцип Бабине» [7, 8]. В сочетании с отражением от ПП оно открывает перспективу перед поиском путей *полезного* использования сигналов ПР в РЛС КО для обнаружения низколетящих малоконтрастных ЛА. При этом нельзя упускать из виду сигналы вида «б», т.е. «чистые» эхо-сигналы от ПП, называемые *фоновыми*. Помимо своего «вредного» свойства шумоподобия, подкрепляемого независимым от наличия цели постоянством поступления на вход приемника и значительным уровнем мощности (см. далее), эти сигналы обладают и третьим свойством, которое может оказаться полезным для РЛС. Это свойство – *синхронность* с сигналами вида «*в*», в создании которых принимают участие как ПП, так и *цель*. Оно приводит к тому, что все сигналы вида «*в*» при приеме оказываются *когерентными* как между собой, так и с сигналом вида «*б*», что в принципе может быть использовано в приемнике для повышения эффективности их обработки [4, 5].

Нам представляется, что одним из наиболее эффективных средств защиты моностатических (однопозиционных) РЛС (МРЛС) КО от помехового влияния местных отражателей является реализация в них так называемого *фонового* принципа обнаружения [4]. Его рассмотрению и оценке эффективности при решении задач ПВО посвящается значительная часть настоящей статьи. Остальная часть – методика оценки эффективности РЛС, основанных на технике СМР.

2. Влияние дифракции

Рассмотрим электромагнитную ситуацию, складывающуюся в зоне действия РЛС землеобзора. Будем считать, что РЛС установлена на телевизионной башне, высота которой превышает максимальную высоту цели в ожидаемом налете плюс радиус дифракционной дальней зоны и одновременно в целях обеспечения собственной безопасности – радиус поражающего действия специально подобранной мины. В отсутствие вблизи защищаемого объекта подходящего возвышения удобно использовать привязной аэростат [12].

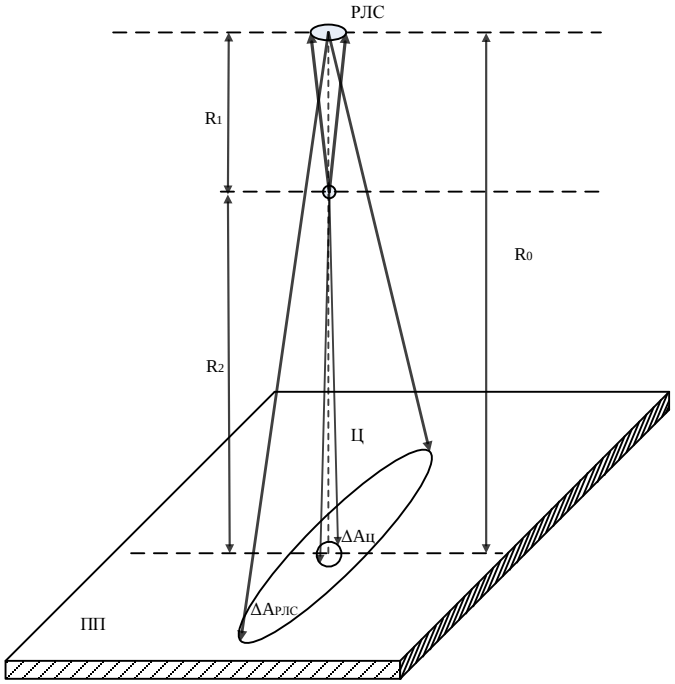
На иллюстративном рисунке показана геометрическая схема зоны функционирования РЛС КО при обнаружении ею низколетящего ЛА (*Ц*). Антенная система РЛС может состоять из одной приемопередающей антенны или из двух изолированных одна от другой антенн. Основное тактическое требование, которому должна удовлетворять антенная система, состоит в том, чтобы главный лепесток (ГЛ) её объединённой диаграммы направленности (ДНА) пересекал все пути возможного подлета цели, создавая *постоянно действующий* барьер.

Как было отмечено, эффективность РЛС можно существенно повысить за счет грамотного использования дифракции радиоволн на облучаемом объекте. Не случайно при подобном применении эти РЛС называют «дифракционными» (ДРЛС) [3]. В них используется известное электромагнитное свойство распространяющихся радиоволн, состоящее в том, что в результате их дифракции на достаточно большом объекте последний выступает как переизлучающая антенна, формируя ДН в области своей геометрической тени [7, 8].

Как известно [7–10], в результате дифракции цель переизлучает падающий на нее поток волн в *переднем* направлении (направлении тени), демонстрируя уникальное физическое явление, состоящее в том, что уровень этого потока (весьма значительный) совершенно не зависит от ее отражательных способностей. Это явление, названное «принципом Бабине» [7, 8], в сочетании с отражениями от ПП открывает серьезную

перспективу перед поиском путей *полезного* использования сигналов ПР в РЛС КО для обнаружения низколетящих малоконтрастных ЛА.

При этом нельзя упускать из виду сигналы вида «б», т.е. «чистые» эхо-сигналы от ПП, называемые *фоновыми*. Традиционно считается, что полезный сигнал можно получить, исследуя непосредственно объект, а излучение от фона является помехой, и его стремятся подавить или ослабить [6, 8]. Вместе с тем это излучение обладает и определенными свойствами, которые при правильном их использовании могут оказаться полезными для РЛС КО. Это, как ни странно, свойства, которые усиливают помеховый эффект эхо-сигналов от ПП для обычных РЛС, а именно: постоянство поступления на вход приемника и значительный уровень мощности (см. ниже). Но эти сигналы обладают и третьим свойством, способным сделать их полезными для РЛС. Это свойство – *синхронность* с сигналами вида «*в*», в создании которых принимают участие как ПП, так и *цель*. Оно приводит к тому, что все сигналы вида «*в*» при приеме оказываются *когерентными* как между собой, так и с сигналом вида «*б*», что в принципе может быть использовано в приемнике для повышения эффективности их обработки [6]. Рассмотрим, как это можно сделать.



Геометрическая схема применения ФРЛС КО

Принимаем в качестве действующей модель свободного распространения радиоволн в пространстве. Общая формула, определяющая значение мощности принимаемого потока радиоволн на удалении R от передающей антенны, имеет вид [6, 8]

$$P_{\text{прд-прм}}(R) = \frac{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}}}{4\pi R^2} A_{\text{прм}}, \qquad (1)$$

где $P_{\text{прд}}$ и $G_{\text{прд}}$ – соответственно мощность и коэффициент усиления антенны используемого передатчика, $A_{\text{прм}}$ – эффективный раскрыв приемной антенны. В свою очередь [6, 8],

$$G_{\text{прд}} = \frac{4\pi A_{\text{прд}}}{\lambda^2}, \qquad (2)$$

где λ – длина волны излучения, $A_{\text{прд}}$ – эффективный раскрыв передающей антенны РЛС. В соответствии с (2) «уравнение радиолокации» можно представить в виде

$$P_{\text{прд-Ц-прм}} \equiv P_{Ц} = \frac{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}}}{4\pi R_1^2} \theta\sigma_{\text{Ц,ОР}} \frac{A_{\text{прм}}}{4\pi R_1^2} =$$

$$= \frac{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}}}{(4\pi)^2 R_1^4} \theta\sigma_{\text{Ц,ОР}} A_{\text{прм}}. \qquad (3)$$

Здесь $P_{\text{прд-Ц-прм}}$ – мощность эхо-сигнала от цели, находящейся на удалении R_1 от РЛС; $\sigma_{\text{Ц,ОР}}$ – ЭПР цели в направлении обратного рассеяния (ОР) (360°) ею потока волн. (В целях сокращения протяженности индексов мы будем опускать написания первого и последнего обозначений ($_{\text{прд}}$ и $_{\text{прм}}$) в индексации значений мощностей.) В обычных РЛС именно сигнал с мощностью $P_{\text{Ц}}$ считается полезным и подлежит обнаружению. Как уже было сказано, за счет мер по снижению радиолокационной заметности объектов этот сигнал может быть значительно уменьшен по своей мощности по отношению к теоретической оценке, что отражено в (3) посредством введения коэффициента уменьшения ЭПР θ ($\theta < 1$). В случаях, когда атакующей стороне удается значительно уменьшить значение ЭПР ОР цели, системе перехвата остается надеяться *только* на дифракцию: на обусловленные ею дополнительные сигналы – сигналы комбинированной природы (КП), обязанные своим происхождением и появлением на входе РЛС как отражениям от подстилающей поверхности (ПП), так и дифракции на цели. Это – указанные выше сигналы вида «*в*», причем их интенсивность никак не связана со значением θ [6–8]. Конечно, отражения от ПП и находящихся на ней отражателей делает эти сигналы случайными по амплитуде, т.е. наделяет их свойствами узкополосного шума. Именно поэтому в РЛС ОР они и создают помеху приему полезных эхо-сигналов от цели. Вместе с тем, существует определенная теоретическая возможность преобразовывать сигналы КП из помеховых в полезные. Раскроем ее и попытаемся показать, как ее можно реализовать на практике.

Рассмотрим сигналы видов «*б*» и «*в*». Все они (в количестве 4) возникают в одном потоке излучений передатчика, отразившемся от ПП, но характер их попутного взаимодействия с целью различен. Первый из них (сигнал вида «*б*») – это «чистый» эхо-сигнал от ПП (фон), который поступает на вход приемника постоянно и интенсивность которого практически не зависит от факта наличия цели. Его мощность $P_{\text{ПП}}$ выражается как

$$P_{\text{ПП}} = \frac{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} \sigma_{\text{ПП(РЛС)}} A_{\text{прм}}}{(4\pi)^2 R_0^4}, \qquad (4)$$

где $\sigma_{\text{ПП(РЛС)}}$ – ЭПР участка ПП, освещаемого главным лепестком ДНА РЛС и создающего отраженный сигнал, принимаемый РЛС. (Считается, что R_0 – удаленность этого участка ПП от РЛС, т.е. дальность РЛС – ПП.) В силу флуктуаций ЭПР $\sigma_{\text{ПП(РЛС)}}$ сигнал $P_{\text{ПП}}$, конечно, носит случайный характер и в обычных РЛС ОР является помеховым.

Когда в ГЛ ДНА РЛС оказывается цель, сигнальная картина на входе приемника усложняется. Появляется сигнал, отраженный от цели, $P_{\text{Ц}}$ (3), а также три сигнала КП, обусловленные последовательным действием двух факторов: отражением от ПП и попутной (проходной) дифракцией на цели (в том или ином порядке). Упавшая на цель часть излученного передатчиком потока блокируется, и лежащая за ней область тени освещается только благодаря дифракции. Сама цель по характеру воздействия на падающий на нее поток выступает как переизлучающая антенна [6–8]. Излучаемый ею в область собственной тени дифракционный поток называют *передним рассеянием* (ПР) (forward scattering) [4, 7, 8] или потоком *просветного эффекта* [9, 10]. При облучении цели дифракционный коэффициент передачи (коэффициент ПР) изменяет знак амплитуды проходного сигнала, что будет учтено ниже наряду с другими важными свойствами сигнала ПР.

Что касается мощностей трех сигналов КП, то их значения можно представить в следующем виде (где индексация соответствует порядку преобразований каждого сигнала вдоль трассы):

$$P_{\text{Ц-ПП}} = -\frac{P_{\text{РЛС}} G_{\text{РЛС}} \sigma_{\text{Ц,ПР}} \sigma_{\text{ПП(Ц)}} A_{\text{РЛС}}}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2 R_0^2}, \qquad (5)$$

$$P_{\text{ПП-Ц}} = -\frac{P_{\text{РЛС}} G_{\text{РЛС}} \sigma_{\text{ПП(Ц)}} \sigma_{\text{Ц,ПР}} A_{\text{РЛС}}}{(4\pi)^3 R_0^2 R_2^2 R_1^2}, \qquad (6)$$

$$P_{\text{Ц-ПП-Ц}} = \frac{P_{\text{РЛС}} G_{\text{РЛС}} \sigma_{\text{Ц,ПР}}^2 \sigma_{\text{ПП(Ц)}} A_{\text{РЛС}}}{(4\pi)^4 R_1^4 R_2^4}. \qquad (7)$$

Здесь $\sigma_{\text{Ц,ПР}}$ – ЭПР цели в направлении переднего (180°) рассеянии потока волн. Значение $\sigma_{\text{Ц,ПР}}$ описывает результат воздействия на распространяющийся поток радиоволн дифракции как физического явления, сопровождающего этот процесс. Формулы (5) – (7) количественно описывают влияние на уровни комбинированных сигналов отдельных их «производителей»: ПП (т.е. фона) – через посредство $\sigma_{\text{ПП(Ц)}}$ и ПР (т.е. цели) – через посредство $\sigma_{\text{Ц,ПР}}$.

Считается, что R_0 – удаленность этого участка ПП от РЛС, т.е. дальность РЛС – ПП.

Уже внешний вид формул (5)–(7) говорит о том, что компонента $P_{\text{Ц-ПП-Ц}}$ по своему уровню (модулю) в большей части ситуаций уступает другим, т.к. она обратно пропорциональна восьмой степени произведения расстояний, в то время как другие – только шестой. Проведенные численные оценки подтвердили это заключение [2], и по этой причине в последующем изложении мы ею будем пренебрегать и не приводить в тексте и формулах.

Для определения входящих в уравнения (4)–(6) значений ЭПР участков ПП, освещаемых ГЛ ДН антенны РЛС, $\sigma_{\text{ПП(РЛС)}}$, (см. (4)) и освещаемых ГЛ ДН цели как антенны, $\sigma_{\text{ПП(Ц)}}$, (см. (5)–(6)), проведем некоторую конкретизацию электромагнитной обстановки. Будем считать, что отражение от ПП носит диффузный характер, т.е. является равномерным во всех направлениях. Для определения $\sigma_{\text{ПП(РЛС)}}$ имеем [6, 8]

$$\sigma_{\text{ПП(РЛС)}} \equiv \Delta A_{\text{ПП(РЛС)}} \cdot \sigma^0 \approx \frac{\lambda^2}{A_{прд}} R_0^2 \cdot \sigma^0, \quad (8)$$

где $\Delta A_{\text{ПП(РЛС)}}$ – площадь участка ПП, освещаемого ГЛ ДНА РЛС; σ^0 – удельная (иначе – дифференциальная) ЭПР ПП.

Для повышения общности производимых ниже расчетов и придания наглядности их результатам условимся считать, что цель имеет форму сферы (причем ее диаметр $D_{\text{Ц}} \geq 20\lambda$ [7]). Значение ЭПР участка ПП, $\sigma_{\text{ПП(Ц)}}$, освещаемого главным лепестком ДН цели и находящегося от нее на удалении R_2, определяется как

$$\sigma_{\text{ПП(Ц)}} \equiv \Delta A_{\text{ПП(Ц)}} \cdot \sigma^0 \approx \frac{\lambda^2}{A_{\text{Ц}}} R_2^2 \cdot \sigma^0. \quad (9)$$

Выразим показатели действия дифракции (3)–(6) через значения исходных физических параметров обстановки. Обозначим как $\sigma_{\text{Ц,ОР}}$ ЭПР *ОР* цели и как $\sigma_{\text{Ц,ПР}}$ – ЭПР *ПР* цели. Имеем [6, 8]

$$\sigma_{\text{Ц,ОР}} = A_{\text{Ц}};\ \sigma_{\text{Ц,ПР}} = 4\pi A_{\text{Ц}}^2 / \lambda^2. \quad (10)$$

В результате из (3)–(7) получаем

$$P_{\text{Ц}} = \theta M \frac{A_{Ц} A_{\text{прм}}}{R_1^4},\ P_{ПП} = M \frac{\lambda^2 A_{\text{прм}} \sigma^0}{R_0^4},$$

$$P_{\text{ПП-Ц}} = P_{\text{Ц-ПП}} = -M \frac{A_{\text{Ц}} A_{\text{прм}} \sigma^0}{R_1^2 R_0^2}, \quad (11)$$

где $M = P_{\text{прд}} G_{\text{прд}}/(4\pi)^2$, $R_0 = R_1 + R_2$.

В свою очередь, сопровождающий прием любого сигнала тепловой шум приемника имеет мощность $P_{\text{ш}}$, составляющую (см., например, [6, 8])

$$P_{\text{ш}} = kT_0BF. \quad (12)$$

В этой формуле k – постоянная Больцмана ($1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К); T_0 – эталонная абсолютная температура приемника (принимается равной 290 К); B – эффективная ширина полосы пропускания приемника, согласованного с сигналом; F – шум-фактор (коэффициент шума) системы. (Для справки: принято считать, что в РЛС КО, с учетом специфики распространения радиоволн, шум-фактор F обычно имеет значение, близкое к 25 дБ, т.е. около 320 [8]. Следовательно,

$$P_{\text{ш}} = kT_0FB = 1{,}3 \cdot 10^{-18} B\ (\text{Вт}). \quad (12а)$$

Рассмотрим теперь эффект применения в конкретной РЛС КО ПВО такой меры РЭБ, как фоновый принцип обнаружения.

3. Что может дать реализация фонового принципа радиолокации

Процедура использования фонового сигнала в качестве опорного (взамен гетеродинного) такова. Как было сказано, для реализации фонового принципа обнаружения необходимо осуществить когерентный прием рассеянного фоном зондирующего излучения и выделить из него когерентную компоненту. С появлением в ГЛ ДНА цели структура входного сигнала усложняется, становясь комбинированной, но, как показал анализ, в этой комбинации мощность фонового эхо-сигнала от ПП обычно намного превышает суммарную мощность всех остальных входных сигналов (см. (11)). Если использовать в качестве опорного сигнала весь входной поток, решающее действие будет оказывать один этот сигнал, что и требуется для функционирования ФРЛС. И достигается это фактически посредством схемы квадратичного детектирования [13]. Следующий за квадратором фильтр нижних частот ликвидирует высокочастотные составляющие сигнала, и с появлением цели на его выходе образуется видеосигнал (сигнал постоянного тока) с мощностью

$$P_{\text{вых}} \equiv P_{\text{ПП}} + P_{\text{с}}. \qquad (13)$$

Часть ее, а именно $P_{\text{ПП}}$, – это мощность фонового сигнала. Она не зависит от наличия цели и обладает постоянным уровнем на протяжении всего акта обнаружения. По этой причине сигнал с $P_{\text{ПП}}$ не препятствует выделению полезного сигнала, обусловленного появлением цели. Мощность последнего $P_{\text{с}}$ представляет собой когерентную сумму двух равных по величине и знаку мощностей сигналов комбинированной природы – $P_{\text{Ц-ПП}}$ и $P_{\text{ПП-Ц}}$ [4]:

$$P_c = -4P_{\text{Ц-ПП}}, \qquad (14)$$

откуда $P_{\text{вых}} = P_{\text{ПП}} + P_c = P_{\text{ПП}} - 4P_{\text{Ц-ПП}}$.

Отметим, что сигнал ОР $P_{\text{Ц}}$ ликвидируется вследствие отсутствия в нем постоянной составляющей, что обусловлено его некогерентностью с опорным сигналом $P_{\text{ПП}}$.

Важным условием проявления описанных свойств фоновой РЛС ПВО является удовлетворение требованиям теории дифракции: все узловые точки трассы распространения радиоволн (*прд, цель, ПП, цель, прм*) должны находиться в относительных дальних зонах (зонах Фраунгофера). Расстояния их разнесения R_1 и R_2 должны быть не меньше радиуса дальней зоны $R_{\text{дз}}$, необходимого для формирования плоских волн и определяемого теорией как [6, 8]

$$R_{\text{дз}} = 2\,D_{\text{Ц}}^2/\lambda, \qquad (15)$$

где $D_{\text{Ц}}$ – максимальный размер поперечного сечения цели. Для нас это уравнение полезно и тем, что оно *ограничивает* длину волны РЛС ее минимально допустимым в реализации значением $\lambda_{\min}$, определяемым как

$$\lambda \geq \lambda_{\min} = 2D_{\text{Ц}}^2 / R_i, \qquad (16)$$

где R_i – это R_1 или R_2 в зависимости от того, что больше по условиям сценария.

Займемся оценкой эффективности ФРЛС. Для этого необходимо определить значение образуемого в ее приемнике отношения мощностей сигнал/(шум-плюс-помеха) (ОСШП$_{\Phi}$). В соответствии с формулами (13), (11) и (12) оно составляет

$$\text{ОСШП}_{\text{ф}} = \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} L_{\text{ф}} = \frac{\left|-4P_{\text{Ц-ПП}}\right|}{P_{\text{ш}}} L_{\text{ф}}, \qquad (17)$$

поскольку в нашем приближении в качестве суммарной помехи выступает только шум приемника. Здесь L_{Φ} – множитель потерь при обработке сигналов в ФРЛС. При оценках эти потери можно считать равными примерно –5 дБ (т.е. около 0,32) [6].

Приведем также формулу для ОСШП$_{\text{ОР}}$ в традиционной бортовой РЛС КО ОР:

$$\text{ОСШП}_{\text{ОР}} \approx \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{п}}} L_{\text{ОР}} = \frac{P_{\text{Ц}}}{P_{\text{ПП}}} = \frac{\theta}{\sigma^0} \frac{A_{Ц}}{\lambda^2} \frac{R_0^4}{R_1^4} L_{\text{ОР}}, \qquad (18)$$

где $L_{\text{ОР}}$ – множитель потерь при обработке сигналов в РЛС ОР.

Эффективность ФРЛС будем оценивать при ее работе по одному принятому импульсу в отсутствие доплеровской фильтрации. Считаем, кроме того, что в момент обнаружения цель находится в наименее благоприятном для РЛС положении, а именно на *максимальной* высоте $H_{\text{ц,max}}$. Свою же РЛС защищающаяся сторона устанавливает в наиболее выгодном положении, т.е. на *минимально допустимом* удалении от цели, $R_1 = R_{1\min}$ Сразу же видим, что для выполнения этого условия прежде всего необходимо, чтобы РЛС располагалась точно над миной, т.е. чтобы ее луч падал вертикально вниз, и угол места точки расположения (ТР) РЛС был равен 90°. При этом, очевидно, $R_0 \equiv H_{\text{РЛС}}$. Для формального определения высоты ТР РЛС $H_{РЛС}$ достаточно учесть то обстоятельство, что для защищающейся стороны наиболее выгодно (в плане энергетики сигнала) максимально приближать РЛС к цели в момент обнаружения ($R_1 \rightarrow R_{1,\min}$), т.е. уменьшать высоту РЛС в максимальной степени ($H_{\text{РЛС}} \rightarrow H_{\text{РЛС,min}}$). На этом пути имеются определенные препятствия, которые необходимо учесть. Одно из них состоит в необходимости обеспечения безопасности РЛС при подрыве мины, а другое – это требование к обеспечению удаления РЛС от цели на расстояние, не меньшее радиуса дальней зоны (см. (14)). Первое из них преодолевается естественным путем: выбором мин с соответствующим радиусом зоны поражения, $R_м$: $R_м < R_0$. Второе требует обязательного разноса РЛС и цели, не меньшего радиуса дальней зоны $R_{\text{дз}}$, с обеспечением $H_{\text{РЛС,min}} \geq R_2 + R_{\text{дз}}$, если $R_2 + R_{\text{дз}} > R_{\text{зп}}$ (см. рисунок).

Отметим также, что использование эхосигнала от ПП $P_{\text{ПП}}$ в качестве опорного полностью изменяет свойства удельной ЭПР ПП σ^0,

превращая эти свойства из помехообразующих в РЛС ОР в полезные в ФРЛС. К тому же технологические меры, предпринимаемые атакующей стороной для уменьшения ЭПР своих ЛА, на эффективности ФРЛС ПВО никак не сказываются. А тот факт, что отношение ОСШП$_Ф$ пропорционально значению ЭПР ПП σ^0, существенно расширяет возможности ПВО, поскольку увеличение σ^0 находится в ее руках. И это обнадеживает.

4. Пример оценки эффективности ФРЛС, реализуемой на основе системы мобильной радиосвязи GSM-900

Констатируем: получены определения всех энергетических параметров входных сигналов РЛС, необходимых для ответа на ключевой вопрос: достаточно ли эффективной окажется ФРЛС КО какой-либо разновидности при обнаружении подлетающих на малой высоте целей? В качестве источника данных для расчетов возьмем приемопередающую систему, основанную на технических средствах широко распространенной в России системы мобильной связи GSM-900, включающих в свой состав (см. [3]):

– передатчик базовой станции GSM-900 мощностью $P_{РЛС} = 2$ Вт, работающий на частоте $f_0 = 900$ МГц ($\lambda = 0{,}33$ м);

– приемник мобильной станции GSM-900 с эффективной шириной полосы пропускания $B = 2\cdot10^5$ Гц, шум-фактором $F = 320$, коэффициентом потерь при обработке сигналов $L = 0{,}32$;

– типичную трехсекторную приёмопередающую антенную систему.

Для наших прикидочных расчетов припишем коэффициентам усиления антенн следующие значения: $G_{прд} = 5$ (7 дБ) и $G_{прм} = 1{,}6$ (2 дБ) [5]. Это означает, что на $\lambda = 0{,}33$ м антенны должны иметь следующие эффективные площади раскрыва: 0,04 м^2 – антенна *прд* и 0,01 м^2 – антенна *прм*, т.е. $A_{прд} \approx 0{,}04$ м^2 и $A_{прм} \approx 0{,}01$ м^2 [8]. Также $M = 0{,}065$ Вт (–11,9 дБ) ($M = P_{прд}G_{прд}/(4\pi)^2 = 6{,}5\cdot10^{-2}$) (см. (13))

Условия защиты наземного объекта ПВО таковы [1]. Известны: направление и диапазон высот ожидаемого налета (сферических) целей – от $H_{ц,min}$ (20 м) до $H_{ц,max}$ (50 м), а также их размер – $D_Ц = 2{,}0$ м ($A_Ц = 3{,}14$ м^2). Поражение подлетающих целей осуществляется посредством противопехотных осколочных мин направленного действия, которые срабатывают по командам, вырабатываемым с участием РЛС [1, 3]. Считаем, что ПВО пользуется минами МОН-50, имеющими радиус поражения, равный 50 м ($R_м = 50$ м).

Пусть в момент обнаружения цель находится в *наименее благоприятном* для РЛС положении, т.е. на максимальной из возможных высоте $H_{ц,max}$, равной 50 м. Свою же РЛС защищающаяся сторона устанавливает в *наиболее выгодном* положении, т.е. на минимально допустимом удалении от цели, которое, конечно, равно радиусу дальней зоны: $R_1 = R_{1,min} = R_{дз}$, и поскольку в нашем сценарии $R_{дз} \equiv 2\,D_Ц^2/\lambda = 24$ м, имеем $R_0 = 50 + 24 = 74$ (м). И складывается эта картина оптимальным для РЛС образом при вертикальном падении луча, т.е. при нахождении РЛС *над* миной. В результате:

$R_2 = H_{ц,max} = 50$ м,

$R_1 = R_0 - R_2 = 24$ м

и

$H_{РЛС} = R_0 = 74$ м (см. рисунок).

Таким образом, получены все исходные данные, необходимые для пользования формулой (17):

$\lambda = 0{,}33$ м; $P_{прд} = 2$ Вт; $G_{прд} = 5$; $G_{прм} = 1{,}6$; $B = 2\cdot10^5$ Гц; $F = 320$, $L_Ф = 0{,}32$; $R_0 = 74$ м; $R_1 = 24$ м; $R_2 = 50$ м; $A_{прд} = 4\cdot10^{-2}$ м^2; $A_{прм} = 10^{-2}$ м^2; $A_Ц = 3{,}14$ м^2; $M = 6{,}5\cdot10^{-2}$.

На основании (2)–(8) и (11)–(12) вычисляем значения энергетических параметров (в Вт):

$$P_Ц = \theta\cdot6{,}1\cdot10^{-9},\ P_{ПП} = 2{,}6\cdot10^{-6}\sigma^0,$$

$$P_{Ц\text{-}ПП} = P_{ПП\text{-}Ц} = 6{,}5\cdot10^{-10}\sigma^0,\ P_ш = 2{,}6\cdot10^{-13}. \quad (19)$$

И теперь по формуле (17) можно вычислить значение ОСШП$_Ф$, которое оказывается равным

$$q_Ф = \frac{2{,}6\cdot10^{-9}\sigma^0 0{,}32}{2{,}6\cdot10^{-13}} = 3{,}2\cdot10^3\sigma^0. \quad (20)$$

Если, к примеру, взять в качестве оценки удельной ЭПР σ^0 широко распространенное в реальности значение, равное 10^{-2} [8], можно заключить, что в данном примере эффективность ФРЛС с параметрами СМР GSM-900 составит

$$q_Ф = 32. \quad (21)$$

Полученное значение ОСШП$_Ф$ несколько превосходит значение, равное примерно 30, при котором, согласно теории, обеспечивается надежное обнаружение цели (0,99) при весьма малой вероятности ложной тревоги (10^{-8}) [6, 8].

Таким образом, вышеуказанная техника системы мобильной радиосвязи GSM-900 пригодна для эффективной реализации РЛС КО, если будет использоваться принцип фоновой локации. В обычных же РЛС, т.е. РЛС ОР, при той же пространственной конструкции *РЛС-цель-ПП* и том же σ^0 мы имеем (см. (18))

$$q_{\text{ОР}} \approx \frac{\theta \cdot 6{,}1 \cdot 10^{-9}}{2{,}6 \cdot 10^{-6}\sigma^0} 0{,}32 = \frac{\theta}{\sigma^0} 7{,}5 \cdot 10^{-4} = \theta 7{,}5 \cdot 10^{-2}. \quad (22)$$

Даже если атакующая сторона не будет предпринимать мер по уменьшению ЭПР и сохранит θ на максимальном уровне ($\theta = 1$), РЛС КО ОР, реализованная на базе СМР GSM-900, окажется совершенно неэффективной.

Полученные значения показывают, что в данных условиях ФРЛС обладает значительно более высокой помехоустойчивостью, чем РЛС ОР, и эта разница будет возрастать, если атакующая сторона будет уменьшать ЭПР ОР своих ЛА (что опишется уменьшением коэффициента θ).

К сожалению, значение ОСШП, обеспечиваемое ФРЛС GSM-900 в данном примере и равное 32, находится на грани необходимого, равного 30 [6, 8]. При изменениях ситуации в худшую для РЛС сторону (например, погодные условия таковы, что удельная ЭПР ПП оказалась ниже рассмотренной) поставленная перед данной РЛС задача по обнаружению цели с ЭПР, равной примерно 3 м^2, выполнена не будет. Конечно, при рассмотрении ФРЛС мы не учитывали применение в ней такого общепринятого способа повышения отношения сигнал–шум, как интегрирование отсчетов в приемнике [6, 8], а также увеличение площадей антенн, уменьшение длины волны и высоты РЛС над ПП. Не исключено, что с их помощью и будет достигнуто требуемое значение ОСШП.

Но в запасе у ФРЛС ПВО имеется и свой собственный, специфический резерв. Он основан на использовании основного принципа, лежащего в основе их функционирования, а именно – принципа фонового обнаружения, состоящего в использовании постоянно поступающего на вход приемника эфирного излучения – электромагнитного *фона* ПП, когерентного с полезным сигналом. Реализация этого принципа может быть осуществлена без каких-либо изменений схемы обработки сигналов и состоит в искусственном изменении в сторону увеличения удельной ЭПР ПП σ^0. Вместе с ней возрастет мощность эхо-сигналов КП – полезных сигналов для ФРЛС (см. (17) и (11)). В итоге базовая станция GSM-900 сможет сыграть роль передатчика для РЛС ПВО, решающей задачу обнаружения террористического ЛА. А достигается это элементарно просто: путем заблаговременного рассеяния по участку ПП, освещаемому РЛС, пассивных отражателей с высокой ЭПР, например обрезков металлической (металлизированной) фольги, стружек, опилок и т.п. [2]. Это может повысить ОСШП$_\Phi$ приблизительно на два порядка (на столько же уменьшив ОСШП$_{\text{ОР}}$!) И здесь проявится присущая ФРЛС уникальная способность: повышать свою эффективность в условиях снижения эффективности обычных РЛС ОР. Кстати говоря, в таком же ключе в отношении ФРЛС будут действовать и средства создания активных помех, устанавливаемые на ЛА. Вот уж действительно «нет худа без добра», или, иначе говоря, «минус на минус дает плюс».

Заключение

Реализация в РЛС КО фонового принципа обнаружения обладает рядом существенных достоинств, среди которых мы выделяем следующие:

1. Фоновый принцип повышает эффективность РЛС при обнаружении низколетящих малоконтрастных ЛА, а также упрощает и универсализирует алгоритмы обработки сигналов.

2. Традиционные пассивные и активные средства и способы радиоэлектронной борьбы, применяемые атакующей стороной (такие как уменьшение ЭПР обратного рассеяния у ЛА, заброска ложных целей, средства создания активных помех), могут оказаться не только неэффективными, но и контрэффективными в борьбе с фоновыми РЛС КО.

Приведенный ориентировочный расчет простейшего варианта реализации ФРЛС показал, что даже он существенно повышает возможности ПВО по обнаружению опасных ЛА. В этом и состоит основной результат статьи. Считая доказанным, что эффективность ФРЛС при решении задач ПВО намного выше эффективности РЛС ОР, представляется весьма важным произвести соответствующую замену или включить в действующие РЛС КО ОР соответствующий альтернативный режим. Тем более что это мероприятие не требует больших усилий: режим ФРЛС реализуется весьма просто и дешево. Как показано, для этого требуется несложная техническая модернизация РЛС, а также достаточно

сложный многофакторный предварительный расчет достигаемых характеристик для каждого конкретного случая замены, расчет, основанный на использовании методики, приведенной в данной статье.

Литература

1. *Щербаков Г.Н., Шлыков Ю.А.* Угроза терроризма с использованием беспилотных летательных аппаратов: технические аспекты проблемы / Центр по изучению проблем разоружения, энергетики и экологии при МФТИ. 2004. 29 с.

2. Вопросы перспективной радиолокации / Под. ред. А.В. Соколова. М.: Радиотехника, 2003. 512 с.

3. *Гремяченский С.С.* Применение РЛС переднего рассеяния в системе средств борьбы с воздушным терроризмом // Радиотехника. 2015. № 4. С. 142–152.

4. *Gashinova M. et al.* Signal characterisation and processing in the forward scatter mode of bistatic passive coherent location systems // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. 2013. No. 36. Pp. 1–13.

5. *Ануашвили А.Н., Тертышный Г.Г., Кабир Н.* Теоретические основы построения охранных устройств на основании фонового принципа // Доклады научно-технической конференции ЦНИИРЭС, 12–13 сентября 1996 г. С. 182–184.

6. *Бартон Д.* Радиолокационные системы: пер. с англ. М.: Военное издательство. 1967. 408 с.

7. *Ван де Хюлст Г.* Рассеяние света малыми частицами: пер. с англ. М.: ИЛ, 1961. 536 с.

8. Справочник по радиолокации: пер. с англ. Т.1 / Под ред. М. Сколника. М.: Сов. радио. 1976. 456 с.

9. *Cherniakov M.* Bistatic Radar: Principles and Practice. New York: John Wiley & Sons, Ltd, 2007.

10. *Бляхман А.Б., Рунова И.А.* Бистатическая эффективная площадь рассеяния и обнаружение объектов при радиолокации на просвет // Радиотехника и электроника. 2001. № 4. С. 424–432.

11. *Коган И.М.* Ближняя радиолокация (теоретические основы). М.: Сов. радио, 1973. 272 с.

12. *Бычков А.* Применение аэростатных комплексов РЛС для охраны границы // Зарубежное военное обозрение. 2001. № 10. С. 32–35.

13. *Гремяченский С.С., Яковлев Ю.В.* Сравнительна оценка качества обнаружителей радиолокационных сигналов на фоне шума с изменяющейся интенсивностью // Изв. высш. уч. заведений. Радиоэлектроника. 1988. Том 41, № 1. С. 73–75.

Статья поступила в редакцию 14 декабря 2015 года

УДК 621.396.98

СИНТЕЗ КАНАЛА КОМПЕНСАЦИИ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ ПРИ ПОИСКЕ-ОБНАРУЖЕНИИ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

П.Д. Коратаев, адъюнкт, ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: korataev2015@mail.ru

Проведен синтез канала компенсации сигналоподобных помех при поиске навигационных сигналов в аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем. Разработана математическая модель обнаружителя навигационного сигнала с каналом компенсации сигналоподобных помех. Произведена оценка эффективности его функционирования при поиске навигационных сигналов

Ключевые слова: *сигналоподобные помехи, канал компенсации, навигационный сигнал, канал поиска и обнаружения.*

SYNTHESIS OF SIGNAL-LIKE JAMMING EQUALIZATION CHANNEL IN SEARCH AND DETECTION OF NAVIGATION SIGNALS IN DEVICES OF GLONASS USERS

P.D. Korataev, postgraduate, Military Air Academy named after prof. N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: korataev2015@mail.ru

The synthesis of signal-like jamming equalization channel in search and detection of navigation signals in devices of Global Navigation Satellite Systems (GLONASS) users is carried out. The mathematical model of navigation signal detector with signal-like jamming equalization channel is developed. The efficiency of such detectors for navigation signal detection purposes is evaluated.

Keywords: *signal-like jamming, equalization channel, navigation signal, search and detection channel*

Мультисистемная аппаратура потребителей (МАП) ГНСС, использующая сигналы ГНСС GPS (США), ГЛОНАСС (РФ), ГАЛИЛЕО (ЕС), Compass (КНР), получила широкое распространение [1]. Использование навигационных сигналов различных ГНСС позволяет обеспечить более высокую точность навигационно-временных определений. Особенностью МАП ГНСС является использование навигационных сигналов различных ГНСС на совпадающих частотах.

Высокого уровня развития достигла и аппаратура радиоэлектронного подавления МАП ГНСС. В настоящее время отечественная аппаратура радиоэлектронного противодействия МАП ГНСС в случае попадания в зону ее эффективного подавления воздействует как на МАП ГНСС вероятного противника, так и на собственную МАП ГНСС при использовании сигналов на совпадающих частотах.

Возникает необходимость снижения влияния помех от отечественных средств радиоэлектронного противодействия на собственную МАП ГНСС, при этом не снижая эффективность подавления МАП ГНСС вероятного противника.

С точки зрения функционирования МАП ГНСС в условиях воздействия преднамеренных помех различают два режима: поиск навигационного сигнала, слежение за сигналом.

Способы борьбы с преднамеренными помехами в режиме слежения за навигационным сигналом исследованы достаточно полно и представлены в [2, 3]. Способы борьбы с преднамеренными помехами в МАП ГНСС, функционирующей в режиме поиска и обнаружения навигационного сигнала, освещены недостаточно и требуют дополнительных исследований.

Одним из возможных способов борьбы с помехами в режиме поиска навигационных сигналов МАП ГНСС является принцип компенсации.

Принцип компенсации помех наиболее четко сформулирован в [4] и основывается на двухканальном методе приема, когда в основном канале присутствуют полезный сигнал и помеха, в компенсирующем канале – помеха, а сигнал существенно ослаблен. Сложение в противофазе сигналов основного и компенсирующего каналов приводит к снижению уровня помехи без существенного ослабления сигнала. Такой под-

 ISSN 1995-7009

ход к подавлению помех дал хорошие результаты в радиолокационных системах (РЛС) и в системах связи [4].

Однако принцип компенсации помех при повышении помехозащищенности МАП ГНСС в режиме поиска-обнаружения навигационных сигналов до настоящего времени не применялся.

Стоит отметить, что одним из видов преднамеренных помех от отечественных средств радиоэлектронной борьбы являются сигналоподобные помехи (СП). Так как помеха излучается отечественным средством радиоэлектронного противодействия, ее структура будет известна на приемной стороне, что позволит обнаруживать помеху и получать точную оценку параметров помех в канале поиска-обнаружения навигационных сигналов в МАП ГНСС. Возникает возможность формирования копии принимаемой помехи и необходимость ее вычитания из смеси сигнала и помехи.

Для обоснования структуры навигационного приемника, функционирующего в режиме поиска навигационных сигналов, с использованием принципа компенсации помех необходимо рассмотреть задачи, решаемые компенсационным каналом.

Канал компенсации СП в МАП ГНСС должен решать следующие задачи:

– определение факта наличия СП с заданной структурой и грубая оценка параметров помехи;

– точная оценка параметров СП.

Задачи обнаружения и грубой оценки параметров помех могут решаться с использованием схем известных обнаружителей. Задачу точной оценки параметров помех целесообразно решать с использованием следящих систем.

Возникает необходимость синтеза оптимальной структуры приемника навигационных сигналов в режиме поиска и обнаружения при воздействии СП.

Цель настоящей работы – синтез канала компенсации сигналоподобных помех с известной структурой в МАП ГНСС при поиске-обнаружении навигационных сигналов.

Синтез алгоритма поиска-обнаружения помехи

В общем виде навигационный сигнал, действующий на вход канала поиска навигационного сигнала АП ГНСС, можно представить как

$$y_k(t) = S_c(t_{k,j}, \lambda_{c,k}) + \theta S_{\Pi}(t_{k,j}, \lambda_{\Pi,k}) + n(t_{k,j}),$$

$$k = \overline{1, N}, \qquad (1)$$

Здесь $S_c(t_{k,j}, l_{c,k}) = A_c h_{\partial к}(t_{k,j} - t_{c,k}) \cos(w_c t_{k,j} + j_{c,k})$ – навигационный сигнал, где $A_{c,k}$, ω_c, $\varphi_{c,k}$ – амплитуда, частота и фаза, $h_{\partial к}(t)$ – дальномерный код навигационного сигнала; $S_{\Pi}(t_{k,j}, \lambda_{c,k}) = A_{\Pi} G_{\Pi}(t_{k,j} - \tau_{c,k}) \cos(\omega_c t_{k,j} + \varphi_{c,k})$ – сигналоподобная помеха, где $A_{\Pi,k}$, ω_{Π}, $\varphi_{\Pi,k}$ – амплитуда, частота и фаза СП, подлежащие оценке, $G_{\Pi}(t)$ – псевдослучайная последовательность СП; θ – параметр, характеризующий наличие или отсутствие помехи в наблюдаемой реализации, который будем полагать случайной величиной, принимающей значение 0 или 1 с априорными вероятностями $P_{ap}(\theta = 0)$, $P_{ap}(\theta = 1)$.

Воспользуемся известным методическим подходом, представленным в [3], отличие которого состоит в том, что помеха является полезным сигналом, а навигационный сигнал – помехой.

При приеме СП на выходе корреляторов канала поиска помехи (КПП) формируются синфазная и квадратурные компоненты:

$$I_{\Pi}(N) = \sum_{k=1}^{N} y_k G_{\Pi}(t_k - \tau_j) T_d \cos(\omega_0 t_k), \qquad (2)$$

$$Q_{\Pi}(N) = \sum_{k=1}^{N} y_k G_{\Pi}(t_k - \tau_j) T_d \sin(\omega_0 t_k). \qquad (3)$$

Напряжение на выходе канала компенсации СП

$$X_{\Pi}{}^2(N) = I_{\Pi}{}^2(N) + Q_{\Pi}{}^2(N). \qquad (4)$$

По критерию Неймана-Пирсона уровень порога определяется как

$$h_{\Pi} = X_{\Pi} \sqrt{2 \ln(1/F)}, \qquad (5)$$

где h – пороговый уровень, X_{Π} – значение напряжения СП, F – вероятность ложной тревоги.

Решение о наличии СП принимается при выполнении условия

$$X_{\Pi} \geq h_{\Pi}. \qquad (6)$$

Таким образом, предложенный алгоритм обнаружения СП вычисляет огибающую X_{Π} на выходе компенсатора сигналоподобных помех (КСП) и сравнивает значение этой огибающей с порогом h_{Π}.

Синтез алгоритма оценки задержки сигналоподобных помех

Для определения точной оценки параметров помех необходимо иметь данные об информативных параметрах помехи. В случае СП такими параметрами являются задержка $\tau_{П}$, амплитуда $A_{П}$, фаза $\varphi_{П}$.

Воспользуемся методикой синтеза, предложенной в [3]. Введем информативные параметры помехи в объединенный вектор оцениваемых параметров. При этом задача сводится к синтезу алгоритма оценивания параметров помехи. Решением такой задачи, как известно, является расширенный фильтр Калмана [5], алгоритмы работы которого описываются следующими уравнениями:

$$\hat{x}_k = \tilde{x}_k + D_{xk}\left(\frac{\partial F_k(\tilde{x})}{\partial x}\right)^T, \quad \tilde{x}_k = f_{k-1}(\tilde{x}_{k-1}), \quad (7)$$

где $\hat{x}_k$ – фильтрационная оценка, полученная на k-м шаге; $\tilde{x}_k$ – экстраполированная оценка; D_{xk} – матрица дисперсии фильтрационных оценок; $F_x(x) = \ln \overline{p}_k(\lambda)$ – логарифм функционала правдоподобия величины $\overline{p}_k(\lambda)$, записанной для интервала $[t_{k-1}, t_k]$ и усредненной по множеству значений неинформативных параметров. Интервал оценивания $[t_{k-1}, t_k]$ в АП ГНСС составляет 1 мс.

Синтез алгоритма оценивания задержки сводится к синтезу дискриминатора

$$U_{\partial\kappa} = \left(\frac{\partial F_k(\hat{x}_k)}{\partial x}\right)^T \quad (8)$$

по объединенным информационным параметрам помехи.

Проведем синтез дискриминатора задержки огибающей сигнала. Общее выражение, для дискриминатора задержки огибающей имеет вид

$$U_{\partial\tau_{П,k}} = \left.\frac{\partial F_k(\tau_{П,k})}{\partial \tau_{П}}\right|_{\tau_{П,k} = \tilde{\tau}_{П,k}}, \quad (9)$$

где в качестве $\tilde{\tilde{F}}_k(\tau_k)$ следует использовать усредненную функцию правдоподобия

$$\tilde{\tilde{F}}_k(\tau_{Пk}) = \\ = \tilde{c}_1 + \ln(ch(\frac{1}{\sigma^2}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\tilde{s}(t_{k-1,i}c\tau_{Пk})). \quad (10)$$

Подставив (10) в (9) и выполнив дифференцирование, получаем

$$u_{\partial\tau,k} = th(\frac{2A}{N_0}\tilde{I}_k)\times \\ \times\frac{2A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\frac{\partial G_{П}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_{П,k})}{\partial\tau}\times \\ \times\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \omega_{Д,k}(i-1)T_d + \varphi_k)T_d. \quad (11)$$

Дифференцирование $G_{П}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_{\Pi,k})$ по задержке часто заменяют вычислением конечной разности. Введем расстройку $\Delta\tau$ и запишем

$$\frac{\partial G_{П}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k)}{\partial\tau} \approx \\ \approx \frac{G_{П}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k + \Delta\tau/2)) - G_{П}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k - \Delta\tau/2))}{\Delta\tau}. \quad (12)$$

Подставляя данное представление в (11) и опуская несущественные константы, получаем следующее выражение для дискриминатора задержки огибающей:

$$U_{Д\tau_{П,k}} = th(\frac{2A_{П}}{N_0}\tilde{I}_{П,k})(\tilde{I}_{ПЕ,k} - \tilde{I}_{ПL,k}). \quad (13)$$

При приеме СП на выходе корреляторов КПП формируется следующие компоненты:

$$\tilde{I}_{П,k} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \omega_{\partial,k}(i-1)T_d + \phi_k)\times \\ \times T_d G_{П}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_{П,k}), \quad (14)$$

$$\tilde{I}_{ПЕ,k} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \omega_{\partial,k}(i-1)T_d + \phi_k)\times \\ \times T_d G_{П}(t_{\kappa-1,i} - (\tilde{\tau}_{П,k} + \Delta\tau/2)), \quad (15)$$

$$\tilde{I}_{ПL,k} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \omega_{\partial,k}(i-1)T_d + \phi_k)\times \\ \times T_d G_{\Pi}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_{\Pi,k} + \Delta\tau/2)), \quad (16)$$

где $G_{П}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_{П,k} \pm \Delta\tau/2))$ – опаздывание и опережение псевдослучайной последовательности.

Синтез алгоритма оценки фазы помехи

Воспользуемся методикой синтеза, приведенной в [3]. В соответствии с этой методикой

запишем выражение для оптимального дискриминатора фазы сигнала в виде

$$U_{\partial\phi_{П},k} = \left.\frac{\partial F_k(\phi_{П,k})}{\partial\phi_{П}}\right|_{\phi_{П,k}=\tilde{\phi}_{П,k}}. \quad (17)$$

В качестве $\partial\tilde{F}_k(\varphi_{П,k})$ следует использовать выражение, аналогичное (10) . Подставив (10) в (17) и выполнив дифференцирование, получим

$$U_{\partial\phi_{П},k} = -th(\frac{2A}{N_0}\tilde{I}_k)\frac{2A}{N_0}\tilde{Q}_{Пk}. \quad (18)$$

где

$$\tilde{I}_{Пk} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \omega_{\partial,k}(i-1)T_d + \phi_k)\times$$

$$\times T_d G_{П}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_{П,k}), \quad (19)$$

$$\tilde{Q}_{Пk} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\sin(\omega_0 t_{k-1,i} + \omega_{\partial,k}(i-1)T_d + \phi_k)\times$$

$$\times T_d G_{П}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_{П,k}). \quad (20)$$

Из (18)–(20) следует, что фазовый дискриминатор строится на базе синфазного $\tilde{I}_k$ и квадратурного $\tilde{Q}_k$ корреляторов. Характеристики фазовых детекторов приведены в [3]. Наиболее просто реализуемым является дискриминатор, который обладает небольшим раскрывом ДХ.

Выражения (19)–(20), приведенные в [3], наиболее справедливы для сигналов, модулированных навигационным сообщением. У этих типов дискриминаторов апертура ДХ π. Для СП, не модулированных навигационным сообщением, выражения (18)–(20) можно упростить:

$$U_{\partial\phi_{П},k} = \frac{2A_{П}}{N_0}\tilde{Q}_{Пk}. \quad (21)$$

У этого типа дискриминатора апертура ДХ равна 2π [6]**.** В случае воздействия на АП ГНСС СП $\tilde{Q}_{Пk}$ будет соответствовать выражению (20).

Синтез алгоритма оценки амплитуды помех

Оценка напряжения на выходе дискриминатора амплитуды проводится по формуле

$$U_{\partial A_{П},k} = \left.\frac{\partial F_k(A_{П,k})}{\partial A_{П}}\right|_{A_{П,k}=\tilde{A}_{П,k}}. \quad (22)$$

Конкретизируем данное выражение [3]. По аналогии можно записать

$$U_{\partial A_{П},k} = \frac{2\tilde{I}_{П}}{T_{П}}, \quad (23)$$

где $T_{П}$ – длительность помехи.

При приёме СП $\tilde{I}_{Пk}$ будет соответствовать выражению

$$\tilde{I}_{Пk} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \tilde{\phi}_k)T_d. \quad (24)$$

Синтез алгоритма поиска-обнаружения с учетом компенсации помехи

С получением точной оценки параметров помех возникает возможность формирования копии принимаемой помехи $\tilde{S}_{П,k}$ и необходимость ее вычитания из смеси сигнал+шум y_k.

При формировании копии помехи в вычитающем устройстве компенсационного канала происходит вычитание сформированной копии помехи из поступающей смеси сигнала и шума, действующих на вход канала поиска навигационного сигнала АП ГНСС. Тогда синфазные и квадратурные составляющие определяются в соответствии с выражениями

$$I(N) = \sum_{k=1}^{N}(y_k - \tilde{S}_{П,k})G_{П}(t_k - \tau_j)T_d\cos(\omega_0 t_k), \quad (25)$$

$$Q(N) = \sum_{k=1}^{N}(y_k - \tilde{S}_{П,k})G_{П}(t_k - \tau_j)T_d\sin(\omega_0 t_k), \quad (26)$$

где $\tilde{S}_{П,k}$ – копия помехи:

$$\tilde{S}_{П,k} = \tilde{A}_{П}G_{П}(t_k + \tilde{\tau}_з)\cos(\omega_0 t_k + \tilde{\varphi}), \quad (27)$$

где $\tilde{\tau}_з$ – оценка задержки копии помехи, $\tilde{A}_{П}$ – оценка амплитуды копии помехи, $\tilde{\varphi}_{П}$ – оценка фазы копии помехи.

С использованием разработанных алгоритмов оценки параметров помехи синтезирована схема навигационных приемников с компенсатором СП.

Схема предлагаемого навигационного приемника функционирует в режиме поиска навигационных сигналов с каналом компенсации СП (рис. 1).

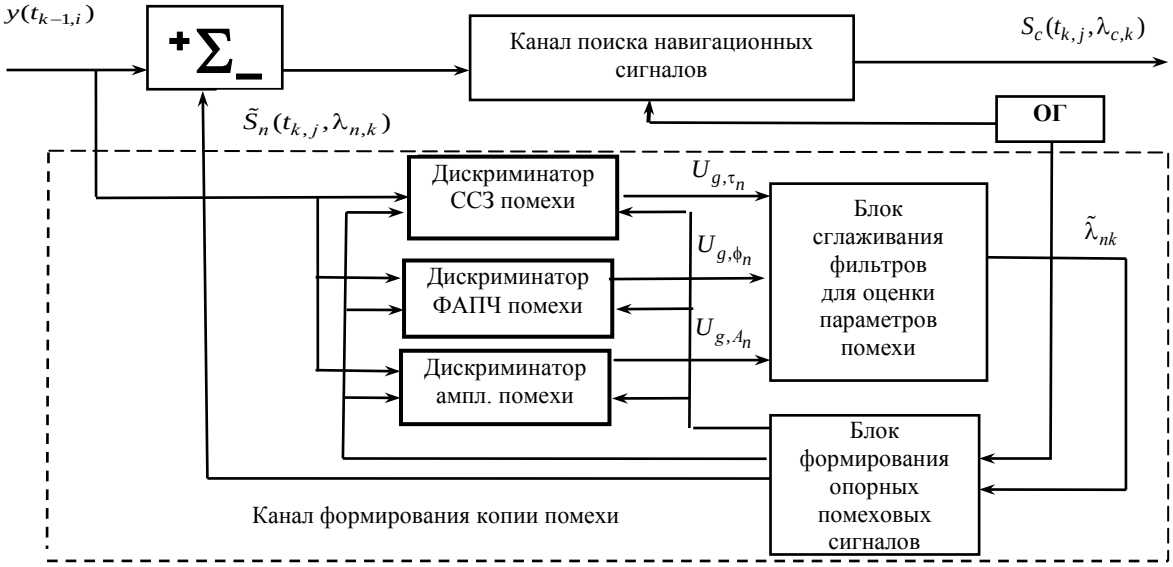


Рис. 1. Схема навигационного приемника, функционирующего в режиме поиска навигационного сигнала с каналом компенсации сигналоподобной помехи

Вычисление огибающей и определение порога производится в соответствии с выражениями (4)–(6).

В качестве показателя эффективности поиска навигационного сигнала выберем вероятность окончания поиска правильным обнаружением за три цикла $P_{об}$ [7]:

$$P_{об} = \sum_{j=1}^{3} P_{цпр}(1-P_ц)^{j-1}, \qquad (28)$$

где $P_{цпр}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением; $P_ц$ – вероятность окончания поиска на одном цикле.

Вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением определяется по формуле [7]

$$P_{цпр} = D\cdot(1-F)^{L-1}, \qquad (29)$$

где L – число ячеек неопределённости по задержке и частоте.

Вероятность окончания поиска на одном цикле определяется по формуле [7]

$$P_ц = 1-(1-D)\cdot(1-F)^{L-1}, \qquad (30)$$

где D – вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала.

Одним циклом поиска будем считать один просмотр всех ячеек неопределённости по задержке и частоте. Для определения вероятности правильного обнаружения навигационного сигнала используем метод статистических испытаний. Тогда

$$D = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\delta_k(X), \qquad (31)$$

где N – общее количество опытов; X – значение статистики на входе порогового устройства в k-м испытании; δ_k – индикаторная переменная, причём $\delta_k(X)=1$, если $X \ge h_0$, и $\delta_k(X)=0$, если $X < h_0$. Потребное число испытаний определяется заданной точностью моделирования [7].

Оценка эффективности функционирования компенсатора СП в АП ГНСС, функционирующей в режиме поиска навигационных сигналов

С использованием разработанной математической модели КСП для определения вероятности P окончания поиска правильным обнаружением за три цикла с применением ЭВМ разработана модель обнаружителя навигационного сигнала с КСП.

При разработке модели канала компенсации помехи воспользуемся следующим методическим

подходом: полученная «копия помех» показывает, что нет необходимости в полном объеме моделировать работу следящих систем, – достаточно эти системы заменить моделью «копии помехи» с учетом ошибок оценки ее параметров.

При разработке модели предполагается, что помеха обнаружена и проведена «грубая» оценка ее параметров. При оценке эффективности компенсатора помех проводилась оценка степени воздействия помех на эффективность обнаружения навигационных сигналов BPSK с учетом КСП в режиме поиска навигационных сигналов.

С помощью разработанной математической модели канала обнаружения навигационного сигнала с КСП получены зависимости вероятности P от отношения сигнал/помеха S/J на входе обнаружителя для сигналов СТ ГЛОНАСС, С/А GPS при воздействии СП BPSK. Результаты оценки эффективности воздействия СП типа BPSK без учета КСП в режиме поиска-обнаружения навигационных сигналов СТ ГЛОНАСС, С/А GPS взяты из [9]. Сравнительные характеристики представлены на рис. 2–3.

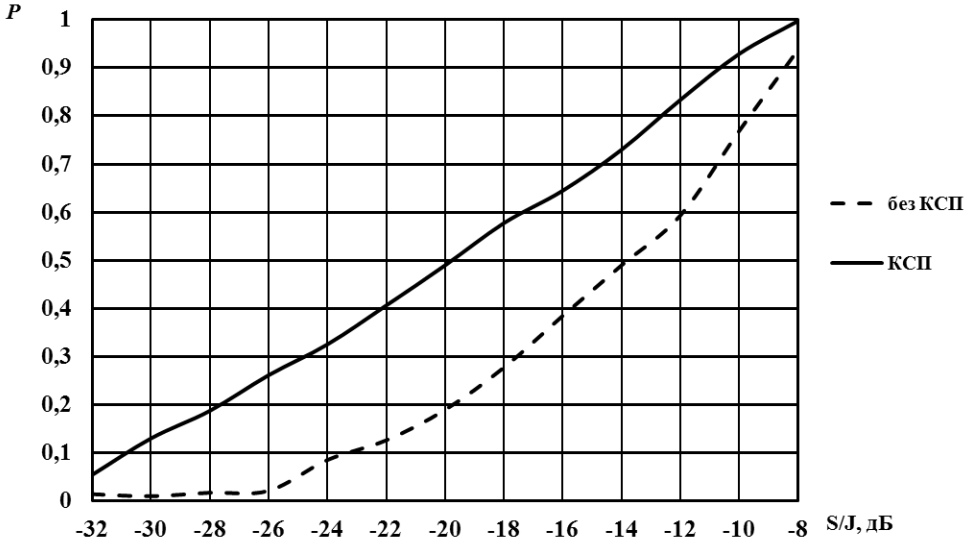


Рис. 2. Зависимость вероятности P от отношения сигнал/помеха (СТ сигнала ГЛОНАСС) для СП при наличии и отсутствии компенсатора помех

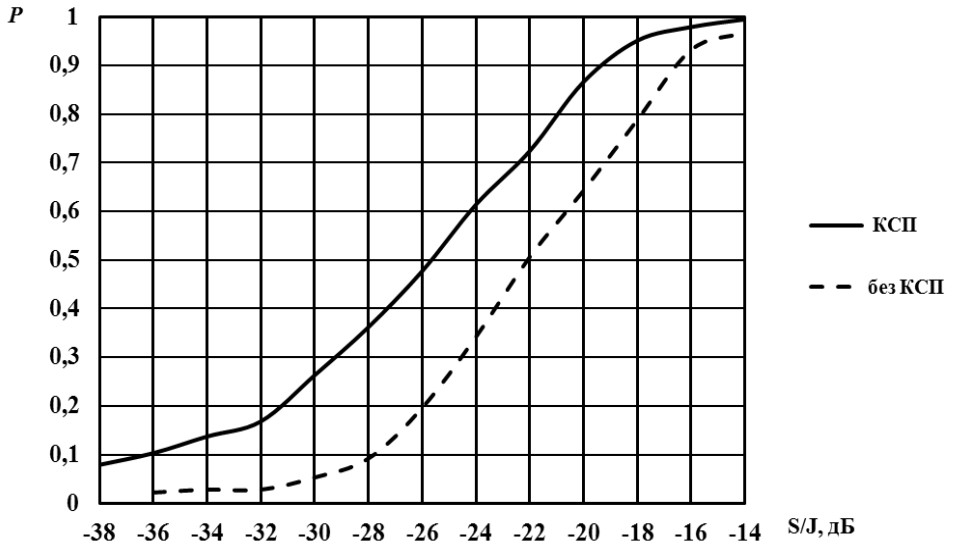


Рис. 3. Зависимость вероятности P от отношения сигнал/помеха (С/А сигнала GPS) для СП при наличии и отсутствии компенсатора помех

Анализ графиков, приведенных на рис. 2–3, показывает, что КСП помех навигационного приемника, функционирующего в режиме поиска навигационных сигналов, повышает помехозащищенность АП ГНСС при воздействии на нее СП BPSK.

При использовании КСП помехоустойчивость поиска и обнаружения навигационных сигналов BPSK улучшается по сравнению с навигационным приемником без КСП: для СТ сигнала ГЛОНАСС – на 4…7 дБ, для С/А сигнала GPS – на 3…8дБ.

Литература

1. www.sharacom.com/sputnikovaja-navigacija/ oborudovanie.ru (дата обращения 25.11.2015).

2. *Шувалов А.В.* Синтез и анализ компенсационного алгоритма подавления структурно детерминированных помех // Радиотехника. 2005. № 7. С. 43–49.

3. *Перов А.И.* Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника. 2012. 240 с.

4. Защита от радиопомех / Под ред. М.В. Максимова. М.: Сов. радио, 1976. 496 с.

5. *Перов А.И.* Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003. 320 с.

6. *Шатилов А.Ю.* Использование критерия срыва слежения при оценке помехоустойчивости следящих систем // Радиотехника. 2011. № 11. С. 29–33.

7. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

8. *Яценков В.С.* Основы спутниковой навигации. Системы GPS NAVSTAR и ГЛОНАСС. М.: Горячая линия – Телеком, 2005. 272 с.

9. *Неровный В.В., Коратаев П.Д., Летинский А.А.* Эффективность поиска и обнаружения BPSK сигналов в аппаратуре потребителей ГНСС в условиях сигналоподобных помех. // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 3. С. 27–31.

Статья поступила в редакцию 7 декабря 2015 года

УДК 621.396.67

НЕСИММЕТРИЧНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ СВЧ ДЛЯ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ФАР

В.Е. Драч, к.т.н., доцент, e-mail: drach@kaluga.org
М.В. Требин, аспирант, e-mail: mtrebin@gmail.com
И.В. Чухраев, к.т.н., доцент, e-mail: igor.chukhraev@mail.ru
Калужский филиал МГТУ им. Н.Э. Баумана

Описана методика проектирования несимметричного делителя мощности СВЧ для распределительных систем фазированных антенных решёток. Представлены результаты моделирования с применением САПР AWR Design Environment и Ansys HFSS. Приведены характеристики макета делителя, обеспечивающего неравномерное деление.

Ключевые слова: *делитель мощности, неравномерное деление, ФАР, L-диапазон.*

ASYMMETRIC MICROWAVE POWER DIVIDER FOR PHASED-ARRAY DISTRIBUTION SYSTEMS

V.E. Drach, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, e-mail: drach@kaluga.org
M.V. Trebin, postgraduate, e-mail: mtrebin@gmail.com
I.V. Chukhraev, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, e-mail: igor.chukhraev@mail.ru
Bauman Moscow State Technical University, the Kaluga Branch

The methodology for designing asymmetric microwave power divider for phased-array distribution systems is introduced. The modeling results using CAD systems, such as AWR Design Environment and Ansys HFSS, are shown. The characteristics of the model divider with unequal division are provided.

Keywords: *power divider, unequal division, phased array, L-range.*

Свойства современных антенных решеток определяются как частотными характеристиками их отдельных элементов (излучателей, системы распределения или суммирования мощностей, управляемых элементов), так и структурой антенной решетки. Существенным моментом при проектировании является построение оптимальной системы распределения мощности. При этом следует учитывать снижение энергетического потенциала РЛС, обусловленное как прямыми потерями в системе распределения, так и косвенными – вызванными фазовой и амплитудной неравномерностями сигнала на выходах (входах) системы, напрямую влияющими на ошибки амплитудно-фазового распределения по апертуре и положению луча ФАР [1].

Для распределительных систем ФАР [2] очевидно использование систем распределения мощности с параллельным делением, отличительной особенностью которых является идентичная электрическая длина от входа до каждого из выходов. Распределительные системы ФАР, как правило, строятся по двоично-этажной схеме, где в качестве отдельных элементов используются делители мощности [3].

К делителям мощности, используемым в распределительных системах ФАР, часто предъявляются повышенные требования: хорошее согласование в полосе рабочих частот, минимальные собственные вносимые потери и высокая передаваемая мощность.

Целью настоящей работы является разработка несимметричного делителя СВЧ с произвольным соотношением амплитуд на выходах и повышенной выходной мощностью.

Выбор варианта реализации делителя

Перечисленным выше требованиям к делителям мощности соответствуют несколько схемотехнических вариантов. Среди них наиболее распространенным является делитель на основе схемотехнического решения Вилкинсона [4] (рис. 1).

По своей сути он представляет два четвертьволновых трансформатора, согласующих общий вход делителя с его выходами, и изолирующий резистор, обеспечивающий развязку между выходами. Работу изолирующего резистора можно описать так: поступающий на выход 2 высокочастотный сигнал разветвляется

таким образом, что одна его часть направляется на вход 1, а другая – через изолирующий резистор *R*1 на выход 3. Ответвившаяся на вход 1 часть сигнала претерпевает ещё одно разветвление между этим входом и выходом 3. И, наконец, на выходе 3 этот сигнал, отличающийся от входного уже на 180°, складывается в противофазе с прошедшим через резистор и гасится. Но это происходит только в идеальном случае. На практике из-за влияния физических размеров резистора и неизбежных погрешностей в реальной топологии делителя накапливается фазовая ошибка. Из-за этого ответвившийся «паразитный» сигнал гасится не полностью и некоторая его часть выделяется на изолирующем резисторе в виде тепла.

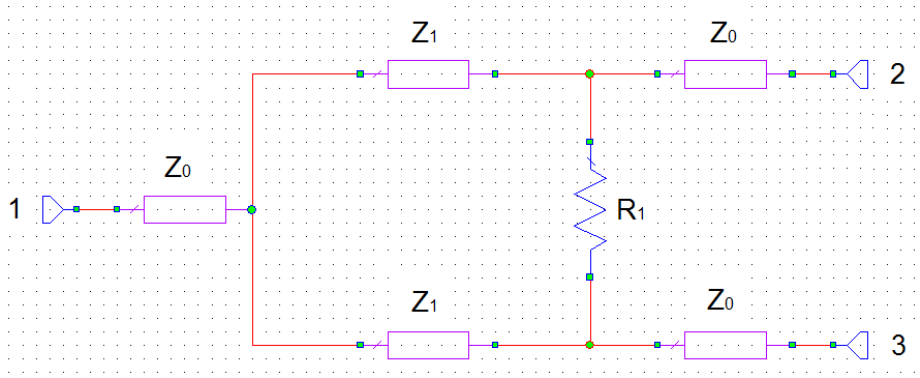


Рис.1. Делитель Вилкинсона

Таким образом, в случае, если с помощью делителя Вилкинсона планируется передавать значительную мощность (обычно, когда речь идет о киловаттах), требуется искать компромисс между соблюдением минимальных габаритных размеров изолирующего резистора, с одной стороны, и получением возможности рассеивать значительную мощность – с другой.

Для решения этой проблемы можно использовать менее распространенное схемотехническое решение – делитель Гизеля [5] (рис. 2).

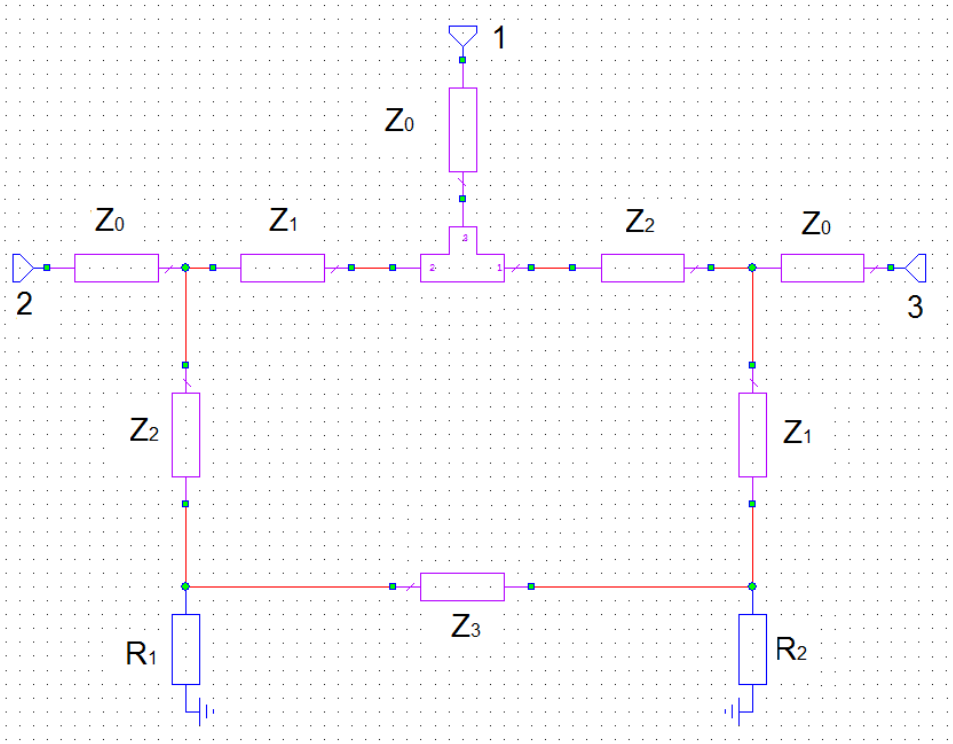


Рис. 2. Делитель Гизеля

Этот делитель является в некотором роде промежуточным звеном между делителем Вилкинсона и шлейфным направленным ответвителем. К изолирующим резисторам $R1$ и $R2$ в этой конструкции не предъявляются такие жесткие требования, как в делителе Вилкинсона, и от них намного проще отводить тепло. Более того, изменяя сопротивление Z_3, можно, жертвуя в определенных пределах согласованием и вносимыми потерями, расширить диапазон рабочих частот делителя Гизеля до 50%.

Расчет и моделирование делителя

Расчет делителя Гизеля сводится к расчету волновых сопротивлений Z_1 и Z_2. В общем виде этих сопротивления, выраженные через значения соотношений ответвляемых мощностей P_1 и P_2, выглядят следующим образом:

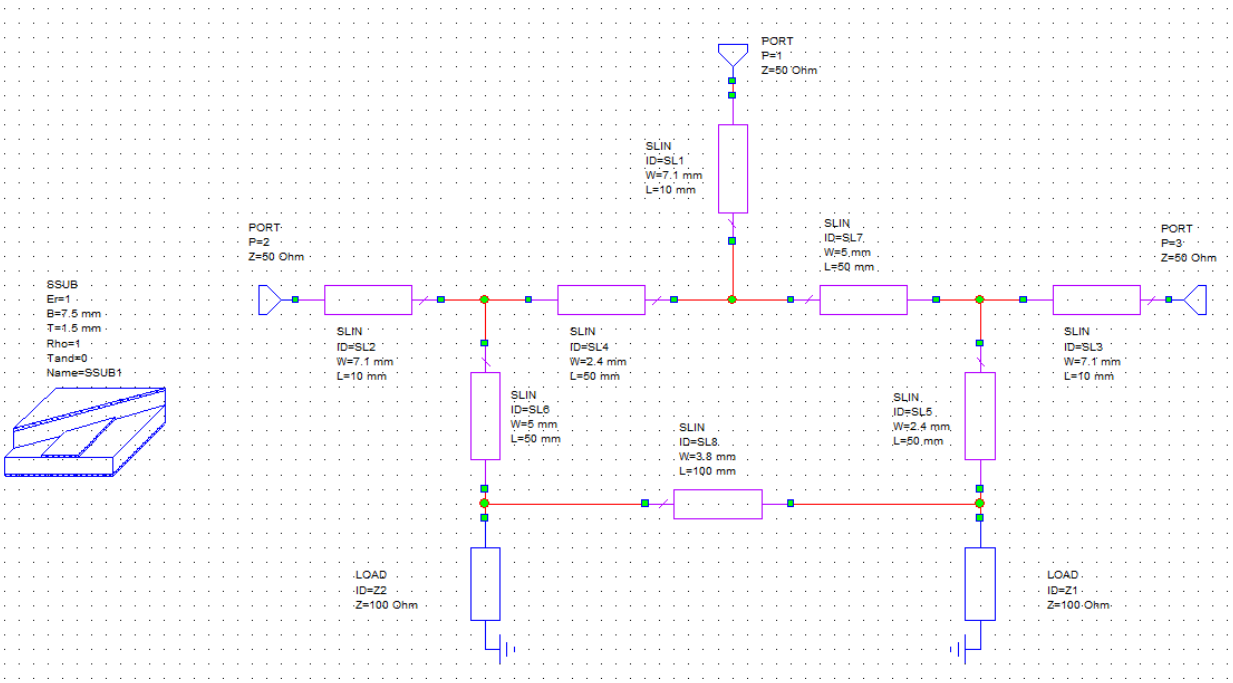
$$Z_1 = Z_0 \sqrt{\frac{1+\frac{P_1}{P_2}}{\frac{P_1}{P_2}}}, \qquad (1)$$

$$Z_2 = Z_0 \sqrt{1+\frac{P_1}{P_2}}. \qquad (2)$$

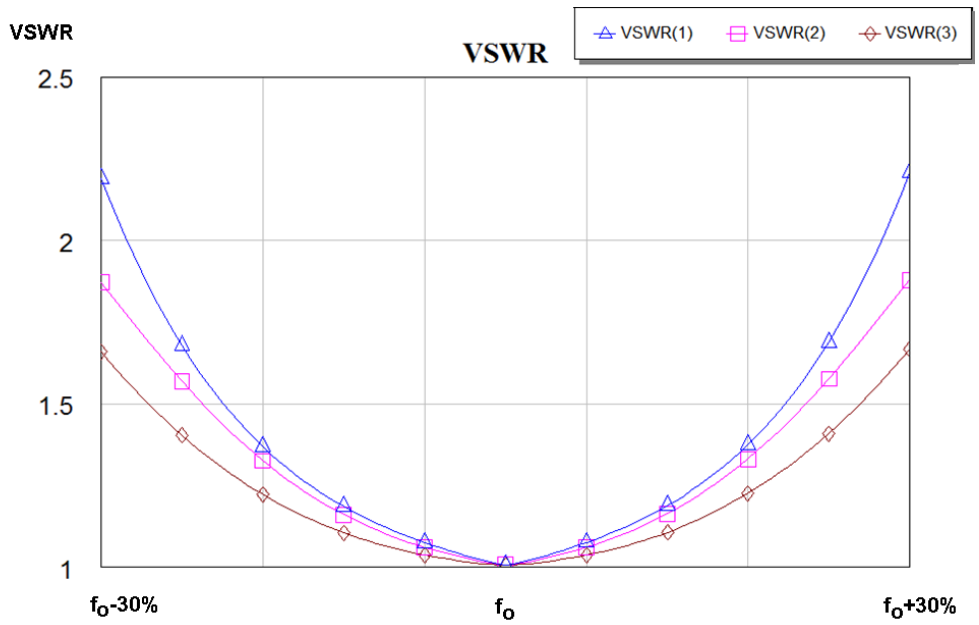
Здесь речь идет о нормированных мощностях, т.е. $P_1 + P_2 = 1$. Сопротивление изолирующего резистора $R = 2Z_0$, в общем случае для линии передачи 50 Ом оно составит 100 Ом. Сопротивление Z_3 подбирается эмпирически в зависимости от требуемой ширины рабочего диапазона делителя. В общем случае величина Z_3 принимается равной 25 Ом.

Рассмотрим в качестве примера расчет делителя с соотношением сигналов на выходах, равным $P_1 = 1/3$, $P_2 = 2/3$. Воспользовавшись соотношениями (1) и (2), получим значения волновых сопротивлений плеч Z_1 = 86,6 Ом, Z_2 = 61,2 Ом. Далее можно получить значения ширин четвертьволновых проводников, соответствующие данным волновым сопротивлениям.

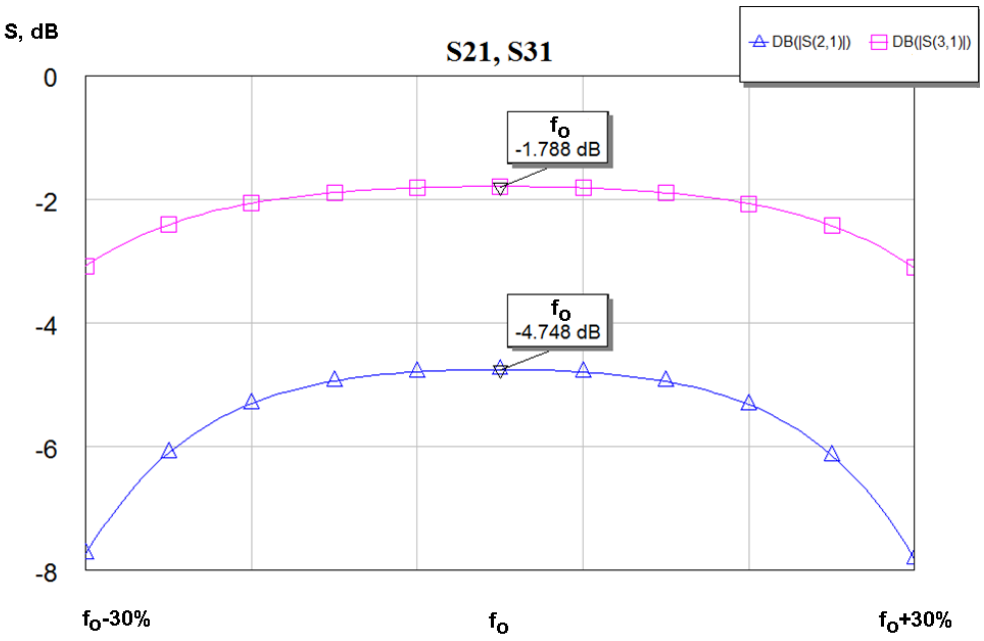
После этого для более тонкой настройки параметров делителя построим его модель в *AWR Design Environment* (рис. 3). Поскольку речь идет о повышенной мощности передаваемого сигнала, в качестве проводника используем симметричную полосковую линию с воздушным заполнением. Расчет длин и ширин полосковых линий выполнялся для рабочей частоты f_0, принадлежащей L-диапазону: W_0 = 7,1 мм, W_1 = 2,4 мм, W_2 = 5 мм.



а)



б)



в)

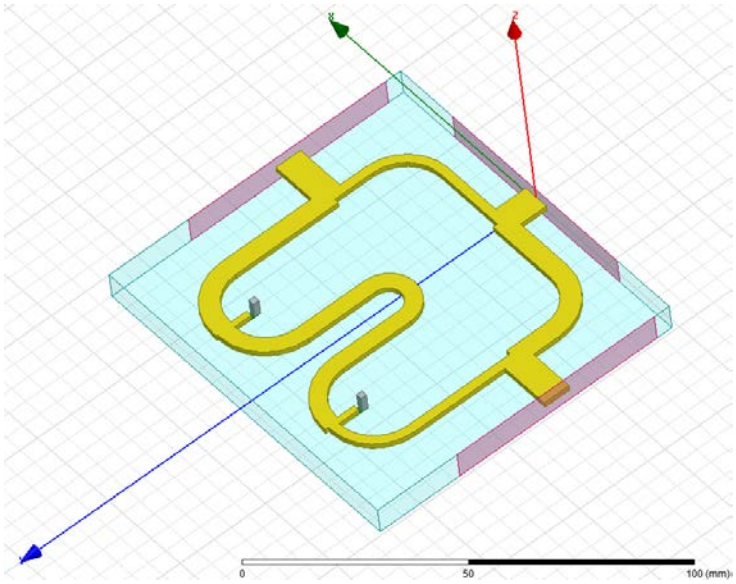
Рис. 3. Модель делителя в *AWR Design Environment* (а),
результаты моделирования КСВН (б), коэффициента передачи (в)

Как видно из графиков, значения коэффициента передачи близки к идеальным для требуемых значений соотношения выходных мощностей:

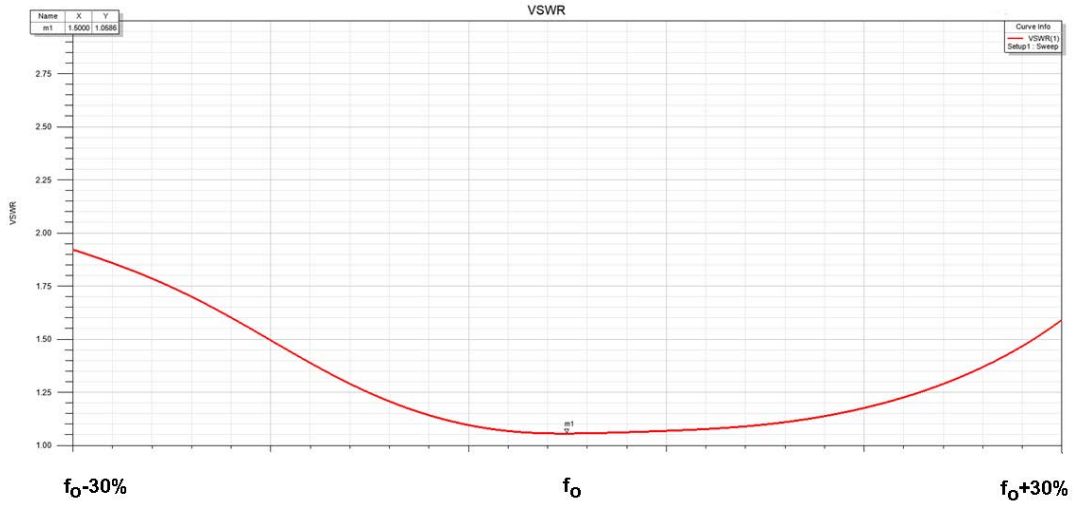
$$P_1(dB) = 10\lg(P_1) \approx -4,79 \text{ дБ}, \quad (3)$$

$$P_2(dB) = 10\lg(P_2) \approx -1,75 \text{ дБ}. \quad (4)$$

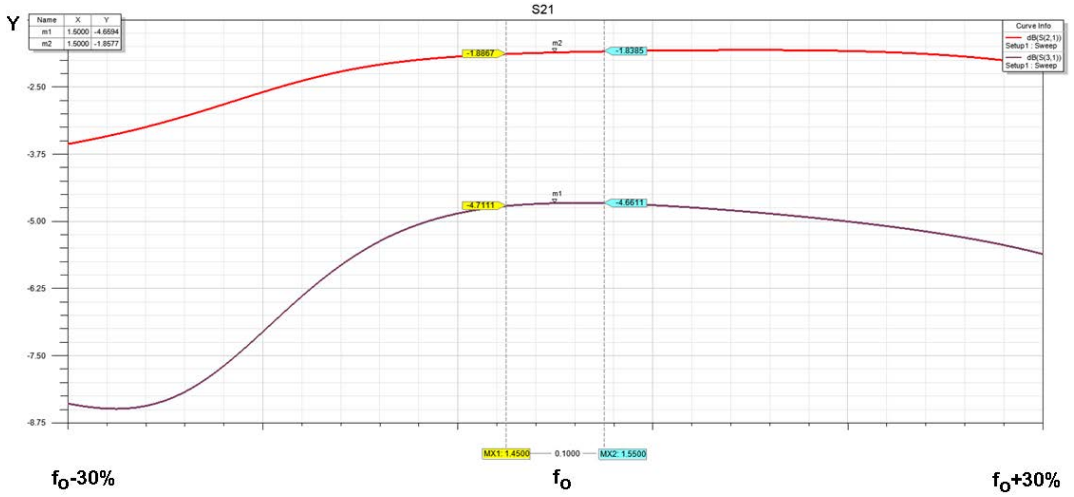
После того, как получены геометрические размеры делителя, в *AWR Design Environment* подготавливается проект топологии для экспорта в среду электродинамического моделирования *Ansys HFSS*. *HFSS* позволяет оценить характеристики делителя с учетом реальных особенностей конструкции – мест сгиба проводников, радиусов скруглений, способов подведения питания и проч. Модель предложенного делителя Гизеля, параметризованная и адаптированная под *Ansys HFSS*, представлена на рис. 4.



а)



б)



в)

Рис. 4. Модель делителя в *Ansys HFSS* (а), результаты моделирования КСВН (б), коэффициента передачи (в)

Трехмерная модель из *Ansys HFSS* полностью совместима с пакетом трехмерного твердотельного моделирования *SolidWorks*. Таким образом, если в результате моделирования получены приемлемые характеристики, модель можно сразу экспортировать в среду трехмерного моделирования для подготовки конструкторской документации для изготовления макета (рис. 5).

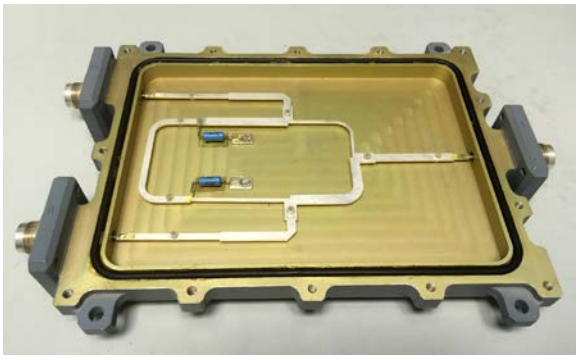


Рис. 5. Макет спроектированного делителя

Предварительные измерения характеристик макета показывают полное соответствие расчётным величинам. Предложенный метод проектирования можно считать оправданным.

Заключение

В работе предложен метод разработки делителя СВЧ с неравномерным делением, способного передавать значительную мощность. В диапазоне частот не менее 30% от центральной он обладает следующими характеристиками: КСВН не выше 1,5, вносимые потери не более 1 дБ, развязка между изолированными выходами не менее 15 дБ. Промышленным способом изготовлен макет устройства.

Литература

1. *Скосырев В.Н., Ананенков А.Е.* Инновационные пути повышения потенциала перспективных цифровых РЛС // Инженерный вестник. 2014. № 12. С. 22.

2. *Гежа Д.С., Годин А.С., Климов К.Н.* Электродинамическое моделирование возбудителя для СВЧ-распределительной системы оптического типа многолучевой ФАР // Антенны. 2015. № 4 (215). С. 9–14.

3. *Требин М.В., Короткий О.А.* Синтез широкополосного устройства управления амплитудным и фазовым распределением сигнала в антенных решетках // Вопросы радиоэлектроники. 2015. № 8 (8). С. 87–99.

4. *Wilkinson E.* An N-way hybrid power divider // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1960. № 1. Pp. 116–118.

5. *Gysel U.H.* A new N-way power divider/combiner suitable for high power applications // Microwave Symposium: IEEE-MTT-S International. 1975. Pp. 116–118.

Статья поступила в редакцию 30 октября 2015 года

УДК 621.396.67

АНАЛИЗ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ АРКТИЧЕСКОЙ ЗОНЫ. ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ БЕЗМАЧТОВЫХ АНТЕНН

В.И. Николаев, д.т.н., профессор, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: tnn@sozvezdie.su
Б.В. Сосунов, д.т.н., профессор, Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, e-mail: bsosunov@mail.wplus.net
А.С. Леонюк, адъюнкт, Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного

Представлен анализ подстилающей поверхности арктической зоны. Рассмотрена возможность размещения безмачтовых (стелющихся) антенн на слоистой подстилающей поверхности. Приведен результат расчета коэффициента усиления симметричного вибратора, размещенного на двухслойной слабопроводящей поверхности, при использовании метода конечных разностей во временной области. Результаты проведенного расчета позволили сформулировать преимущества использования безмачтовых антенн в арктических условиях в сравнении с другими регионами и обозначить направления дальнейших исследований по повышению эффективности радиосвязи в Арктике.

Ключевые слова: *подстилающая поверхность, слоистые среды, симметричный вибратор, метод конечных разностей во временной области, входное сопротивление, коэффициент усиления, диаграмма направленности.*

THE UNDERLYING FRIGID ZONE SURFACE ANALYSIS. NEAR-SURFACE ANTENNA RECOMMENDATIONS

V.I. Nikolaev, D.D. in Engineering Sciences, professor, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: tnn@sozvezdie.su
B.V. Sosunov, D.D. in Engineering Sciences, professor, S.M. Budjonny Military Academy of the Signal Corps, e-mail: bsosunov@mail.wplus.net
A.S. Leonyuk, postgraduate, S.M. Budjonny Military Academy of the Signal Corps

An analysis of underlying frigid zone surface is presented. We consider the possibility of layered underlying surface deployment of near-surface (creeping) antennas. The results of dipole gain calculations are shown, considering the fact that the dipole was deployed on a two-layer low-conductive surface while using the finite-difference method in the time domain. Given the obtained results, we formulated the arctic benefits of near-surface antennas as compared to other regions and outlined the line of further research oriented to enhance the radio communication efficiency.

Keywords: *underlying surface, layered media, dipole, finite-difference method in the time domain, input resistance, gain, pattern.*

В тактическом звене управления радиосвязь считается важнейшим, а во многих случаях и единственным видом связи, способным обеспечить управление подразделениями в сложной обстановке и при нахождении командиров (штабов) в движении. Однако в условиях метелей и ураганов с порывами ветра до 50 м/с существует вероятность деформации и нарушения целостности антенн, что может привести к потере управления. Поэтому конструкции антенн, используемых в Арктике, должны удовлетворять сложным климатическим и географическим условиям.

Роль опоры для антенны, размещенной на открытой местности, играет мачтовое устройство, которое устанавливается непосредственно на земле и фиксируется при помощи кольев и оттяжек. Надежность этого сооружения во многом зависит от свойств земли.

Подстилающая поверхность в островной Арктике на протяжении 9 месяцев в году имеет довольно сложную слоистую структуру, состоящую из снежного покрова, льда и мерзлого грунта.

Снег представляет собой смесь трех фаз воды: твердой (кристаллы льда, снежинки), жидкой (вода), газообразной (пары воды и воздух), и его состояние зависит от соотношения этих фаз. Снежный покров образуется после многочисленных снегопадов и обладает рядом физико-механических параметров, важнейшими из которых являются структура, толщина, плотность,

температура и влажность. Плотность снега на порядок меньше плотности грунта. Толщина снежного покрова в конкретном месте зависит от частоты снегопадов, погодных условий, характера рельефа местности и ветрового режима территории. В связи с этим состояние подстилающей поверхности на месте разворачивания антенн имеет случайный характер и может негативно повлиять на ход выполнения задачи по монтажу антенно-мачтового устройства и обеспечению ветроустойчивости антенны.

Электрические параметры снега напрямую зависят от физических. Последние не могут длительно сохраняться во времени, так как изменение одной из фаз из-за метеорологических факторов ведет к изменению формы и размеров снежинок, их связанности, а это приводит к изменению как плотности ρ и влажности w, так и относительной диэлектрической проницаемости ε_r снежного покрова (табл. 1) [1].

Таблица 1

Характеристики снега в диапазоне частот 3...300 МГц

Среда	Электромагнитные характеристики			Плотность
	ε_r	μ_r	σ, См/м	ρ, г/см^3
сухой снег	3–8	1	10^{-5}–10^{-7}	0.24–0.32
влажный снег	73–85	1	0.1	0.35–0.45

Здесь ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость, $\mu_г$ – относительная магнитная проницаемость, σ – удельная электропроводность.

Вода является полярной жидкостью с резко выраженной зависимостью диэлектрической проницаемости от частоты. В переменных полях ее диэлектрическая проницаемость является комплексной величиной [2]:

$$\varepsilon_к = \varepsilon_r - i60\lambda\sigma, \quad (1)$$

$$\mathrm{tg}\delta = \frac{60\lambda\sigma}{\varepsilon_r}, \quad (2)$$

где $\varepsilon_к$ – комплексная диэлектрическая проницаемость, $\mathrm{tg}\delta$ – тангенс угла потерь, λ – длина волны.

Сухой снег представляет собой двухкомпонентную структуру, состоящую из воздуха и кристаллов пресного льда. Наличие воды (мокрый снег) или каких-либо примесей сильно изменяет значение его диэлектрической проницаемости. Частотные зависимости относительной диэлектрической проницаемости ε_r и тангенса угла потерь $\mathrm{tg}\delta$ для снега при разных температурах воздуха представлены в табл. 2 [3].

Таблица 2

Зависимость электрических параметров снега от частоты

Характер снега	f, Гц	ε_r	$\mathrm{tg}\delta$
Свежевыпавший снег			
t = –20°C	10^3	3.33	0.4920
	10^4	1.82	0.3420
	10^5	1.24	0.1400
	10^7	1.20	0.0040
	$3\cdot10^8$	1.20	0.0012
t = –6°C	$3\cdot10^9$	1.20	0.00029
	10^{10}	1.26	0.00042

Таблица 2 (продолжение)

Характер снега	f, Гц	ε_r	tgδ
Плотный снег			
t = –6°C	10^5	1.90	1.53
	$3{\cdot}10^5$	1.80	0.8000
	10^6	1.55	0.2900
	$3{\cdot}10^6$	1.55	0.1200
	$3{\cdot}10^9$	1.50	0.0009

Из таблицы видно, что при $f > 10^6$ Гц для свежевыпавшего снега $\varepsilon_r \approx 1.2$, а для плотного $\varepsilon_r \approx 1.5$.

Существуют разные модели представления снежного покрова. В первом случае вся его толща полагается как непрерывное объемное неоднородное пространство, во втором – состоит из большого числа слоев, равного количеству снегопадов и оттепелей. Алгоритмы вычисления характеристик многослойной модели снежного покрова основаны на постоянных наблюдениях метеорологических станций для получения оперативной информации об изменениях плотности, влажности, толщины слоев и т.д. При эксплуатации антенн, размещенных в слоистых средах, получение такой информации затруднительно. Поэтому для анализа и исследования характеристик антенн целесообразно воспользоваться табличными значениями электрических параметров подстилающей поверхности, полученными в результате практических измерений и теоретического моделирования.

Географические границы зоны сезонномерзлых и многолетнемерзлых почв и их толщина определяются климатическими условиями. Например, толщина сезонномерзлых почв колеблется в пределах 0,1–5 м, а многолетнемерзлых почв – 20–60 м. Температура многолетнемерзлых почв (на глубине 5–10 м) обычно колеблется от 0 до –10°C. Для мерзлых почв характерны следующие значения: $\varepsilon_r = 4.2...8$, $\mathrm{tg}\delta = 4...8$.

Задача возбуждения границы раздела земля–воздух диполем решена выдающимся немецким физиком Зоммерфельдом [4]. Компоненты поля представлены в виде несобственных интегралов. Аналогичные, но еще более сложные выражения, содержащие решение подобных задач для многослойных структур, получены в работе [5].

В [6] поля излучателей представлены в виде нескольких компонент, учитывающих, в том числе, и влияние многослойной подстилающей поверхности. Выведены аналитические выражения для каждой из них. Данные выражения позволяют определить напряженность электромагнитного поля вертикального излучателя в определенной точке пространства. А вопрос исследования влияния слоистых слабопроводящих сред на характеристики горизонтальных симметричных антенн остается нерешенным.

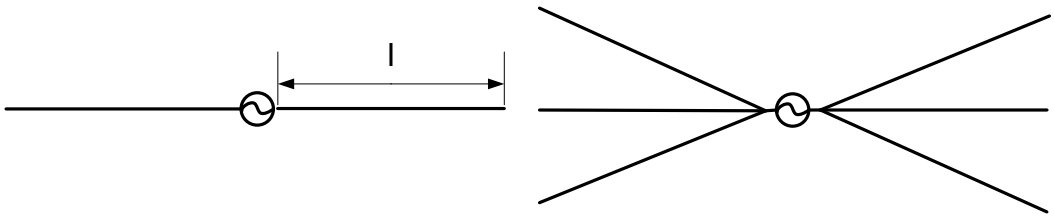
Для детального моделирования многослойной поверхности с разными электрическими параметрами удобно воспользоваться одним из численных методов электродинамики. Среди таковых хорошо известен метод конечных разностей во временной области. Использование данного метода устраняет необходимость делать много приближений, он может поддерживать детальное моделирование сложных антенных конструкций и грунта; при этом большой объем, содержащий передатчик, слои и весь спектр интересов, разбит на прореженную прямоугольную сетку. Кроме того, время делится на равные промежутки. Чтобы начать моделирование, необходимо задать напряженность поля в возбуждающем зазоре. На каждом временном шаге используется конечно-разностный метод для решения уравнений Максвелла с целью определения электромагнитного поля в каждой точке сетки. Преимуществами использования данного метода является точность модели и умение моделировать произвольное количество уровней и типов диэлектрических материалов, что является актуальным для Арктики исходя из ее физико-географических особенностей.

Перед началом моделирования необходимо определиться с вариантом построения антенны. В условиях открытых тундровых местностей, характерных для Арктики, нет возможности надежно закрепить мачтовое устройство. При горизонтальном расположении антенны непо-

средственно на подстилающей поверхности необходимость в использовании мачт отпадает.

Антенны, расположенные таким образом, называются стелющимися. Их конструкция может представлять один или несколько вибраторов, соединенных между собой определенным образом (рис. 1). По ветроустойчивости и простоте развертывания стелющиеся антенны явно превосходят антенно-мачтовые устройства. Отсутствие мачт также дает возможность разворачивать такие антенны вблизи аппаратных или зданий. Размещение симметричных вибраторов или более сложных симметричных конструкций на слабопроводящей поверхности освобождает от необходимости использования заземлений или противовесов.

Входное сопротивление антенны зависит от ее взаимного расположения с окружающими предметами и подстилающей поверхностью с конечными параметрами. Несогласование входного сопротивления антенны с волновым сопротивлением фидера ведет к потерям излучаемой мощности и снижению КПД антенны. Зависимость импеданса от отношения длины плеча к длине волны l/λ при размещении антенны в слоистых средах важна для дальнейших исследований электрических характеристик, являющихся критериями оптимизации антенн.



а) б)

Рис. 1. Варианты конструкций стелющихся антенн

Исследование диаграммы направленности стелющихся антенн в слоистых средах представляет интерес для следующих случаев:

1. Для количественной оценки коэффициента усиления при осуществлении радиосвязи пространственной волной.

2. Для определения направления распространения продольной составляющей электромагнитного поля, создаваемого стелющейся антенной, при осуществлении радиосвязи поверхностной волной.

3. Для установления зависимости напряженности поля от расстояния при осуществлении радиосвязи поверхностной волной.

Говоря об электрических характеристиках антенн, необходимо отметить, что коэффициент усиления является одним из основных параметров. Его значения для симметричных вибраторов, размещенных в свободном пространстве, над влажной или сухой почвой, известны и опубликованы в многочисленных источниках литературы. Эксплуатация антенн в Арктике выходит за рамки стандартных случаев и требует дальнейших исследований. В настоящей статье приводятся результаты расчета коэффициента усиления симметричного вибратора, размещенного на двухслойной поверхности, методом конечных разностей во временной области.

На рис. 2 верхний слой имитирует сухой снег, нижний слой представляет собой мерзлый грунт. Исходные данные: l/λ = 0,2, h_1 = 0.3 м, ε_{1r} = 1.2, σ_1=10^{-6}См/м, h_2 = 0.6…60 м, ε_{2r} = 4.2, σ_2 = 10^{-4} См/м. Электрические параметры слоев удовлетворяют температуре воздуха –20°С. Вибратор расположен на границе раздела первого слоя и свободного пространства. Расчеты проводились на частотах f = 60, 30, 10 МГц. Формула для расчета коэффициента усиления имеет вид:

$$G = \frac{r^2 \cdot |E_m|^2}{30 \cdot |I_A|^2 \cdot R_A}, \qquad (3)$$

где r – расстояние до точки наблюдения, E_m – амплитуда напряженности поля в направлении максимального излучения, I_A – ток на входе вибратора, R_A – активная часть входного сопротивления. Значения всех переменных, входящих в формулу (3), найдены после определения электрических и магнитных составляющих электромагнитного поля на конкретном временном шаге в узлах расчетной сетки методом конечных разностей во временной области. В результате расчетов установлено, что коэффициент усиления G симметричного вибратора, размещенного на

двухслойной поверхности с заданными электрическими параметрами, составил от 0.61 до 0,64 (табл. 3). При расположении горизонтального вибратора непосредственно на земле с различными свойствами значение коэффициента усиления *G* на порядок ниже полученного.

Таблица 3

Значения коэффициентов усиления стелющихся антенн

f, МГц	60	30	10
l, м	1,2	2,4	7,2
G	0,61	0,57	0, 64

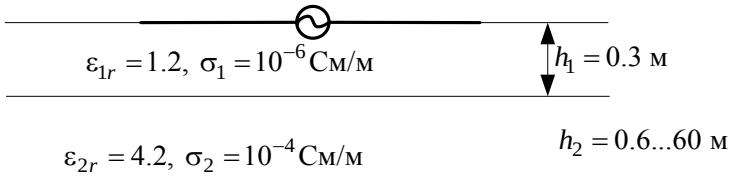


Рис. 2. Модель симметричного вибратора на двухслойной поверхности

Повышение эффективности работы стелющихся антенн в условиях Арктики является важной задачей. В основе ее решения лежит оптимизация конструкций излучателей. Процесс изменения формы излучающей поверхности антенны в угоду какой-либо электрической характеристике или нескольким электрическим характеристикам сразу носит название конструкционного синтеза [7]. В отличие от синтеза антенн в привычном понимании, конструкционный синтез подразумевает получение геометрической формы излучателя, линейные размеры которого меньше длины волны, путем применения различных алгоритмов поиска (методов оптимизации). Такими алгоритмами могут быть методы прямого перебора, градиентные методы, эволюционные методы и т.п.

Вывод

Предлагаемая модель может быть взята за основу при конструкционном синтезе стелющихся антенных устройств для арктических условий.

Литература

1. *Николаев А.В.* Влияние укрывающей среды на глубину зондирования в нелинейно-параметрической локации // Спецтехника и связь. 2011. № 1. С. 26–32.

2. *Долуханов М.П.* Распространение радиоволн. М.: Связьиздат, 1960. 390 с.

3. *Кинг Г. Смит.* Антенны в материальных средах: В 2-х книгах. Кн. 2. Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 824 с.

4. *Зоммерфельд А.* Дифференциальные уравнения в частных производных физики. М.: ИЛ, 1950. 458 с.

5. *King R.W.P., Sandler S.S.* The electromagnetic field of a vertical electric dipole in the presence of a three-layered region // Radio Sci. 1994. Vol. 29. Pp. 97–113.

6. *Cross J.D., Atkins P.R.* Electromagnetic propagation in Four-Layered Media Due to a Vertical Electric Dipole: A Clarification // Antennas and propagation. 2014. Vol. 63. Pp. 866–869.

7. *Бородулин Р.Ю., Лукъянов Н.О., Сосунов Б.В.* Конструкционный синтез широкополосного плоскостного излучателя генетическим алгоритмом // Информация и космос. 2014. № 4. С. 4–8.

Статья поступила в редакцию 11 декабря 2015 года

УДК 621.394

СНИЖЕНИЕ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ ЗА СЧЕТ ПРИМЕНЕНИЯ ПОЭТАПНОЙ ПРОЦЕДУРЫ ВЫЯВЛЕНИЯ АНОМАЛЬНЫХ СИТУАЦИЙ

Г.И. Линец, д.т.н., доцент, зав. кафедрой, e-mail: kbytw@mail.ru
Л.А. Фомин, к.т.н., профессор, e-mail: fomin.lev@mail.ru
А.Н. Балова, аспирантка, e-mail: nika030289@mail.ru
ФГАОУ ВПО «Северо-Кавказский федеральный университет» (г. Ставрополь)

С целью выявления аномальных ситуаций и ошибок контроля состояний системы идентификации транспортных телекоммуникационных сетей предлагается использовать многоэтапную процедуру, обеспечивающую уменьшение энергопотребления узлов коммутации.

Ключевые слова: *ошибки первого и второго рода, контроль, поэтапная процедура, транспортная сеть, снижение энергопотребления, оптимизация.*

REDUCING TELECOMMUNICATIONS NETWORK ENERGY CONSUMPTION BY USING STEP-BY-STEP ABNORMAL SITUATION DETECTION PROCEDURE

G.I. Linets, D.D. in Engineering Sciences, Associate Professor, head of department, e-mail: kbytw@mail.ru
L.A. Fomin, Ph.D. in Engineering Sciences, professor, e-mail: fomin.lev@mail.ru
A.N. Balova, postgraduate, e-mail: nika030289@mail.ru
North Caucasus Federal University (Stavropol)

For detection of abnormal situations and transport telecommunication network identification system state control errors it is suggested to use a multistep procedure which is intended to reduce the energy consumption of switching nodes.

Keywords: *type I and type II errors, control, step-by-step procedure, transport network, reduction of energy consumption, optimization.*

Сегодня одной из актуальных проблем, является снижение энергопотребления и внедрение энергосберегающих технологий в различных сферах деятельности человека. Исследования, проведенные в области Green-технологий в телекоммуникациях, позволяют сделать вывод о том, что в настоящее время данной проблеме уделяется значительное внимание [1–7]. Известны публикации, которые в определенной степени обобщают эти исследования. Так, в источнике [1] рассмотрены вопросы Green-технологий для проводных сетей связи и приведена классификация исследований по следующим направлениям: адаптация скорости передачи информации, прокси- и энергоучитывающие интерфейсы; энергосовместимые приложения. Большое внимание уделено управлению энергопотреблением в сети Интернет [4]. В [3] предлагается улучшать энергетическую эффективность интернет-ресурсов за счет оптимизации работы маршрутизаторов и регулирования их энергопотребления в соответствии с загрузкой потоков данных. В [8] проведен обзор состояния энергосберегающих технологий, а также проанализировано состояние вопросов стандартизации энергоэффективности оптических сетей. В [9] сделан прогноз будущего распределения потребления электроэнергии для широкополосного универсального оператора сотовой сети. В [5] учитывать предложено расход энергии на этапе проектирования транспортных сетей и планирования сетей доступа. Введено понятие «экомаршрутизатора» [6], под которым понимается маршрутизатор, обладающий функциями контроля накопления в сочетании с физическим уровнем источник/энергия, а в [7] в маршрутизатор добавлен механизм измерения, оценивающий минимально доступный объем передаваемого трафика и энергопотребления.

Однако в проведенных исследованиях не затрагивается вопрос снижения энергопотребления оборудования телекоммуникационных сетей за счет более эффективного выявления аномальных ситуаций, возникающих при неисправностях, сбоях в работе, нештатных ситуациях, что является чрезвычайно актуальным для современных транспортных сетей (ТС). Аномальные ситуации порождают огромный поток информации, который необходимо в установленные сроки обработать с целью идентификации возник-

 ISSN 1995-7009

шей проблемы системой контроля и управления. В настоящей статье предлагается подход к разработке перспективной системы автоматического контроля и адаптивного управления ТС, основанный на использовании метода оптимизации ошибок контроля состояний системы идентификации и определении оптимальных порогов классификации, позволяющий уменьшить энергопотребление узлов коммутации за счет введения многоэтапной процедуры распознавания аномальной ситуации.

Анализ состояния проблемы

Современные ТС характеризуются большой неопределенностью при эксплуатации. Сведения о действительных значениях ряда параметров ТС бывают неточными, а законы их возможных изменений часто известны лишь на качественном уровне. В ряде случаев внешние воздействия и некоторые параметры ТС приходится описывать статистически. Система управления ТС состоит из двух основных частей: объекта управления и управляющей системы. Управляющая система осуществляет следующие функции [10]: идентификация состояния ТС, выработка управляющего воздействия исходя из целей управления с учетом состояния ТС и окружающей среды, оказание управляющего воздействия на ТС.

Известны способы оценивания состояния, идентификации и управления техническими системами [11]. Способ стохастического управления основан на оптимальном управлении в условиях случайных помех. По заданным характеристикам известной системы и по известным вероятностным характеристикам помех определяется алгоритм управления, обеспечивающий экстремум выбранного критерия качества. В алгоритме исходят из принципа разделения, позволяющего представить задачу стохастического управления в виде комбинации двух задач [11]: оптимального оценивания и идентификации состояния системы, оптимального детерминированного управления. Система измерений предоставляет всю доступную измерению информацию о состоянии системы, находящейся под воздействием случайных возмущений. На основе этой информации формируется алгоритм управления. Для осуществления этого способа необходимы сведения о корреляционных функциях сигнала ошибки, что делает практически невозможным его использование для управления распределенной системой, поскольку в данном случае такие сведения отсутствуют.

Способ контроля и управления интеллектуальной сетью [10, 11] основан на поддержании требуемой точности параметров сети, находящейся под влиянием внешних воздействий стохастической природы (инвариантность), и объединяет замкнутую адаптивную и разомкнутую инвариантную системы, в которых измеряются координаты процесса ($\bar{z} = \{z_1(t); z_2(t); \ldots z_k(t)\}$), вырабатываются сигналы управления и осуществляется воздействие на управляемый процесс и его координаты. Недостатком этого способа управления является то, что в процессе выработки управляющего воздействия постоянно используется вся доступная измерению информация. Это не только насыщает каналы связи транзитными потоками информации, но и приводит к тому, что в процессе функционирования сети все измерительные средства находятся под напряжением [11]. В системе отсутствует контур управления, связанный с воздействием на источник возмущений, что может привести к блокировкам сети (блокировкам совмещения) [11].

В настоящей статье в отличие от подхода, изложенного в [11, 12], использован подход, объединяющий сбор информации для управления ресурсами и идентификацию состояний ТС на основе одновременного применения поэтапного выявления аномальных ситуаций и агентно-ориентированного подхода с применением многоагентной системы. Снижение объема управляющей информации происходит за счет наделения агентов полномочиями, зависящими от уровня иерархии ТС. Функциональная схема системы автоматического контроля и адаптивного управления состояниями распределенной системы представлена на рис. 1. Она содержит: транспортную сеть, представленную в виде иерархической структуры, состоящей из N уровней; интеллектуальный преобразователь; блок измерения и выделения признаков; блок идентификации; блок регистрации и управления; источник возмущений; шину взаимодействия узлов коммутации; шину выдачи априорных сведений; шину связи с измерительным центром сети.

Транспортная сеть содержит узлы коммутации различных уровней ($1 \div N$), которые в совокупности реализуют поэтапную процедуру выявления аномальных ситуаций.

Интеллектуальный преобразователь формирует и рассылает интеллектуальных агентов соответствующих уровней, которые внедряются в структуру сети и координируют деятельность в соответствии с наделенными полномочиями. На первых этапах идентификации состояний ТС используются агенты с простым поведением, а на последующих этапах – обучающие агенты.

Блок измерения и выделения признаков соединен своими входами с выходом распределенной системы. Его выходы (1÷*N*) соединены с входами блока идентификации.

Блок идентификации определяет состояние ТС и подает данные в блок регистрации и управления. В случае обнаружения блоком идентификации наличия аномального состояния ТС блок регистрации и управления воздействует на интеллектуальный преобразователь, который рассылает интеллектуальных агентов для выяснения причин аномальных состояний и приведения ТС в нормальное состояние. Одновременно оказывается управляющее воздействие на источник случайных возмущений с целью устранения причины возникновения аномальной ситуации.

Блок регистрации и управления осуществляет сбор, хранение, анализ статистических данных о состояниях всех уровней, а также управление ТС и передачу этих данных в сетевой измерительный центр (через ТС и интеллектуальный преобразователь).

Источник возмущений является причиной возникновения аномальных ситуаций ТС.

Предусмотрена возможность взаимодействия узлов ТС, а также интеллектуальных агентов между собой с использованием шины взаимодействия узлов коммутации. Принятие решения блоком регистрации и управления о состоянии ТС принимается с учетом априорных сведений, передаваемых по соответствующей шине.

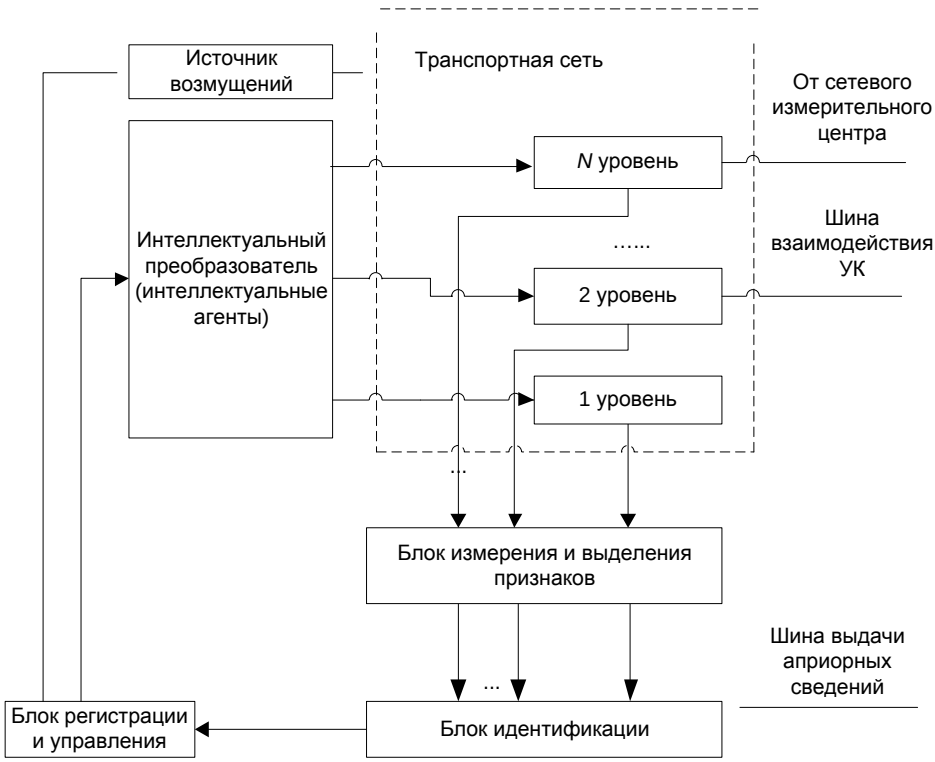


Рис. 1. Функциональная схема системы автоматического контроля и адаптивного управления ТС

Интеллектуальные агенты рассылаются по сети адресно только при выявлении аномальной ситуации. На первом этапе решение о состоянии ТС принимается на основе анализа локальной информации, доступной измерению [11]. На втором и последующих этапах решение о состоянии ТС принимается на основе анализа дополнительной информации, получаемой по шине взаимодействия узлов коммутации (УК). На последнем этапе система идентификации получает дополнительную информацию от сетевого измерительного центра, что позволяет использовать всю доступную для измерения информацию для принятия обоснованного решения.

Постановка задачи

Задачу распознавания объектов в общем случае формально сведем к проверке многих гипотез $H_1, H_2, ..., H_i, ..., H_n$, где H_i – гипотеза, предполагающая принадлежность объекта классу A_i. Будем считать, что априорные распределения вероятностей этих гипотез заданы, т.е. известно, с какой вероятностью $P(H_i)$ объект может принадлежать классу A_i. Причем $\sum_{i=1}^{n} P(H_i) = 1$, поскольку объект должен принадлежать определенному классу. При этом условная плотность распределения имеет вид $p_i(x) = p(x_i/H_i)$. В разрабатываемой системе распознавания используются две гипотезы – $H_1 = N$ и $H_2 = \overline{N}$ при соответствующих им априорных вероятностях возникновения нормальной $p_1 = p(H_1) = p(N)$ и аномальной $p_2 = p(H_2) = p(\overline{N})$ ситуации в сети. Причем $p_1 + p_2 = 1$.

Требуется найти решающее правило, обеспечивающее наивысшую точность системы идентификации. Используя критерий Неймана-Пирсона зафиксируем вероятность ложной тревоги $P_{\text{л.т.}}$ на постоянном уровне C и потребуем минимума ошибки пропуска $P_{\text{пр}}^{\min}$ нарушения режима работы ТС [11, 12]. Тогда

$$P_{\text{пр}}^{\min} = p_2\left[1 - \prod_{i=1}^{n} \overline{\beta}(x_{oi})\right] \qquad (1)$$

при ограничении $P_{\text{л.т.}} = p_1 \prod_{i=1}^{n} \alpha(x_{oi}) = C$, где $\alpha(x_0)$ – ошибки первого рода, $\beta(x_0)$ – ошибки второго рода.

Таким образом, необходимо: провести оптимизацию ошибок контроля системы идентификации и определить их оптимальные пороги классификации состояний; на качественном уровне оценить зависимость энергопотребления от вероятности пропуска аномальной ситуации.

Определение решающего правила системы идентификации

При поэтапной классификации установим два состояния объектов контроля: N – нормальное состояние объекта и $\overline{N}$ – его аномальное состояние. В процессе функционирования ТС на каждом из этапов эти состояния уточняются в зависимости от истинного состояния объекта. Они могут изменяться от A_1 до A_n. Аналогично определяются аномальные состояния ТС – от $\overline{A}_1$ до $\overline{A}_n$. Состояние системы $\overline{A}_n$ будем называть экстремальным, предполагая, что на последнем этапе идентификации используется вся доступная для измерения информация.

Обозначим: n – размерность признакового пространства (количество признаков, характеризующих распознаваемые объекты); x_1, x_2, .., x_i, .., x_n – реализации параметров (признаков) системы, задаваемые плотностями распределения вероятностей. Они определяются для каждой конкретной ТС и отражают ее специфические свойства.

При эксплуатации ТС, состояние которых характеризуется большим числом параметров, контроль их работоспособности будем осуществлять с применением поэтапного принципа классификации [12–14].

На первом этапе по обобщенному показателю проводится проверка состояния ТС, и в случае обнаружения аномальной ситуации на втором и последующих этапах проводится более тщательный контроль, по результатам которого определяется ее действительное состояние. На каждом из этапов система контроля совершает ошибки первого $\alpha(x_{oi})$ и второго $\beta(x_{oi})$ рода (рис. 2) [12–15]. Ошибку первого рода (ошибка «ложной тревоги») определим как

$$\alpha(x_{oi}) = \int_{x_{oi}}^{\infty} f(x_i/N)dx_i\,, \qquad (2)$$

а ошибку второго рода (ошибка «наличие аномальной ситуации») – как

$$\beta(x_{oi}) = \int_{-\infty}^{x_{oi}} f(x_i/\overline{N})dx_i. \qquad (3)$$

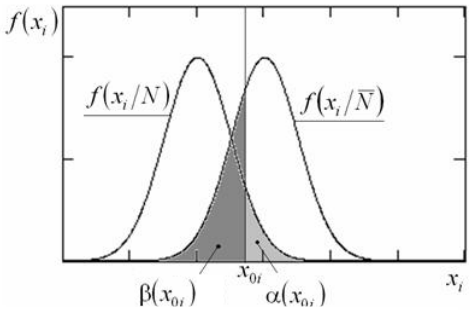


Рис. 2. График плотности распределения признаков x_i этапа

Работа системы оценки ошибок контроля описывается вероятностным графом (рис. 3).

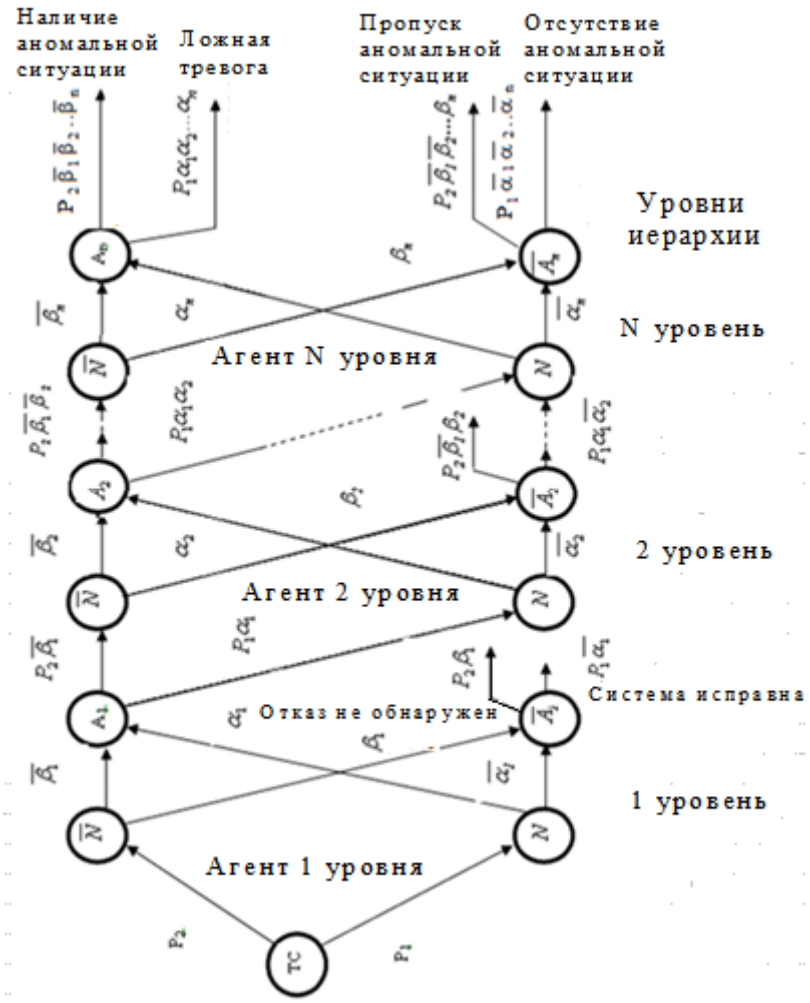


Рис. 3. Иерархический принцип построения
агентно-ориентированного вероятностного графа состояния транспортной сети

ТС характеризуется определенными состояниями N и $\overline{N}$, под которыми будем подразумевать нормальную и ненормальную работу в процессе ее функционирования, которые в системе контроля соответственно отображаются в нормальное A и аномальное $\overline{A}$ состояния (рис. 3). Априорные вероятности нормального и аномального состояния ТС определяются априорными вероятностями состояний p_1 и p_2. Непосредственно из графа (рис. 3) получим суммарные ошибки всех этапов пропуска аномальной ситуации

$$P_{\text{пр}} = p_2\beta_1 + p_2\bar{\beta}_1\beta_2 + ... + p_2\bar{\beta}_1\bar{\beta}_2...\beta_n = \\ = p_2\left[1 - \prod_{i=1}^{n}\bar{\beta}(x_{oi})\right] \qquad (4)$$

и ошибки «ложной тревоги»

$$P_{\text{л.т.}} = p_1\alpha_1\alpha_2...\alpha_n = p_1 \cdot \prod_{i=1}^{n}\alpha(x_{oi}), \qquad (5)$$

где $\bar{\beta}_i = \bar{\beta}(x_{0i})$, $\alpha_i = \alpha(x_{0i})$, $p_1 = 1 - p_2$ – априорная вероятность возникновения нормальной ситуации; p_2 – априорная вероятность ее отсутствия.

Актуальным является выбор порогов x_{oi} для каждого этапа. Проведем оптимизацию порогов. В соответствии с критерием Неймана-Пирсона зафиксируем вероятность «ложной тревоги» на заданном уровне C. Тогда для всей сети получим [12–14]

$$P_{\text{л.т.}} = p_1\prod_{i=1}^{n}\alpha(x_{oi}) = C. \qquad (6)$$

Минимизируем вероятность пропуска аномальной ситуации. Получим

$$P_{\text{пр}}^{\min} = \min_{x_{oi}^*} p_2\left[1-\prod_{i=1}^{n}\bar{\beta}(x_{oi})\right]. \qquad (7)$$

Таким образом, решающим правилом, обеспечивающим наивысшую точность системы идентификации, является критерий Неймана-Пирсона, определяемый для ТС выражениями (6) и (7).

Решение оптимизационной задачи для n этапов

Задача минимизации функции (7), в которой переменные x_{oi} связаны функциональной зависимостью (6), является задачей условной оптимизации. Составим функционал оптимизации [12, 14]

$$\Phi = p_2\left[1-\prod_{i=1}^{n}\bar{\beta}(x_{oi})\right]+\lambda p_1\prod_{i=1}^{n}\alpha(x_{oi}), \qquad (8)$$

где λ – неопределенный множитель Лагранжа.

Вычисляя производные $\frac{\partial\Phi}{\partial x_{oi}}=0$, получим систему из n уравнений [12]:

$$\begin{aligned}
&p_2\frac{\partial\bar{\beta}(x_{o1})}{\partial x_{o1}}\bar{\beta}(x_{02})...\bar{\beta}(x_{0n})-\lambda p_1\frac{\partial\alpha(x_{01})}{\partial x_{01}}\alpha(x_{02})...\alpha(x_{on})=0,\\
&...\\
&p_2\frac{\partial\bar{\beta}(x_{on})}{\partial x_{on}}\bar{\beta}(x_{o1})...\bar{\beta}(x_{0(n-1)})+\lambda p_1\frac{\partial\alpha(x_{on})}{\partial x_{on}}\alpha(x_{01})...\alpha(x_{0(n-1)})=0,
\end{aligned} \qquad (9)$$

которые совместно с уравнением (6) позволяют найти неопределенный множитель Лагранжа λ и n переменных x_{oi} [12, 14].

Поскольку система уравнений (9) содержит n переменных x_{oi} и неопределенный множитель Лагранжа λ, которые необходимо определить, в то время как данная система имеет n уравнений и $n+1$ переменных, то для однозначного ее решения требуется добавить еще одно уравнение, в качестве которого используем уравнение допустимой вероятности «ложной тревоги» (6).

Уравнения (9) и (6) с учетом (2) и (3) после дифференцирования по верхнему и нижнему пределу принимают вид [12, 14]

$$\begin{aligned}
&\frac{\int_{-\infty}^{x_{o2}} f(x_2/\overline{N})dx_2....\int_{-\infty}^{x_{on}} f(x_n/\overline{N})dx_n}{\int_{x_{o2}}^{\infty} f(x_2/N)dx_2...\int_{x_{on}}^{\infty} f(x_n/N)dx_n}=\lambda\frac{p_1}{p_2}\frac{f(x_{o1}/N)}{f(x_{o1}/\overline{N})},\\
&...\\
&\frac{\int_{-\infty}^{x_{o1}} f(x_1/\overline{N})dx_1....\int_{-\infty}^{x_{o(n-1)}} f(x_{n-1}/\overline{N})dx_{n-1}}{\int_{x_{o1}}^{\infty} f(x_1/N)dx_1...\int_{x_{o(n-1)}}^{\infty} f(x_{n-1}/N)dx_{n-1}}=\lambda\frac{p_1}{p_2}\frac{f(x_{on}/N)}{f(x_{on}/\overline{N})},\\
&p_1\prod_{i=1}^{n}\int_{x_{oi}}^{\infty} f(x_i/N)dx_i=C.
\end{aligned} \qquad (10)$$

При известных законах распределения $f(x_i/N)$ и $f(x_i/\overline{N})$ эта задача имеет однозначное решение, которое получено для двухэтапной процедуры идентификации нормальных и аномальных состояний ТС. В уравнениях (10) неизвестными являются оптимальные пороги классификации на каждом из этапов $(x_{o1}^*, x_{o2}^*,..., x_{oi}^*,..., x_{on}^*)$, дающие минимум функ-

ции (7), т.е. минимум вероятности пропуска аномальной ситуации. Полученное решение позволяет однозначно определить вероятность отсутствия нарушения режима работы транспортной сети [12–14]:

$$\overline{P}_{\text{пр}} = 1 - P_{\text{пр}}^{\min}. \quad (11)$$

На каждом из последующих этапов анализу подвергается информация о принятии правильного решения $\overline{\beta}_i = 1 - \beta_i$, то есть о нормальном функционировании ТС. При выявлении ошибок первого или второго рода производится их уточнение с использованием процедуры следующего этапа. Если на последующем этапе эта ситуация подтверждается, то с высокой вероятностью можно утверждать ее наличие. В этом случае интеллектуальный преобразователь посылает в проблемный узел интеллектуального агента соответствующего уровня, который производит действия в соответствии со своими полномочиями и в конечном итоге приводит ТС в работоспособное состояние.

Пример. Определим для двухэтапной процедуры в качестве первого этапа процедуру обнаружения ошибок по признаку x, а в качестве второго этапа – их распознавание по признаку y.

В общем случае решение задачи идентификации определяется ошибками первого и второго рода. Запишем функции плотностей распределения признака x при исправном и неисправном функционировании ТС: $f(x/И) = f_1(x)$ и $f(x/\overline{И}) = f_2(x)$ соответственно. Тогда ошибки первого и второго рода для обнаружителя (первый этап) будут равны [12]

$$\alpha_o = \int_{x_0}^{\infty} f_1(x)dx;\ \beta_o = \int_{-\infty}^{x_0} f_2(x)dx. \quad (12)$$

Аналогично определяются ошибки первого и второго рода для распознавателя (второй этап):

$$\alpha_p = \int_{y_0}^{\infty} f_1(y)dy,\ \beta_p = \int_{-\infty}^{y_0} f_2(y)dy. \quad (13)$$

С учетом формул (12) и (13) формулы (6) и (7) принимают вид

$$P_{\text{л.т.}} = p_1 \int_{x_0}^{\infty} f_1(x)\,dx \int_{y_0}^{\infty} f_1(y)dy = C = \text{const}; \quad (14)$$

$$P_{\text{пр}}^{\min} = \min p_2\left(1 - \int_{x_0}^{\infty} f_2(x)dx \int_{y_0}^{\infty} f_2(y)dy\right). \quad (15)$$

В случае, когда на втором этапе распознавание осуществляется по нескольким произвольно распределенным признакам, для нахождения результирующих ошибок распознавания можно воспользоваться методом, изложенным в [13]. Так как в выражении (14) пороги x_0 и y_0 связаны одной функциональной зависимостью $x_0 = \varphi(y_0)$, продифференцировав выражение (15) по y_0 и приравняв его нулю, получим

$$\frac{dx_0}{dy_0} \cdot f_2(x_0) \cdot \int_{y_0}^{\infty} f_2(y)dy + f_2(y_0) \cdot \int_{x_0}^{\infty} f_2(x)dx = 0. \quad (16)$$

При произвольных законах распределения признаков x и y, в частности при нормальных законах, получить точное решение задачи оптимизации порогов классификации в конечном виде не представляется возможным. Однако в некоторых случаях, в частности при рэлеевских законах распределения, решение может быть получено в конечном виде [11]. Зададим плотности вероятности распределения признака x и признака y в виде рэлеевских законов распределения [12] (рис. 5а и б). Ошибки первого и второго рода имеют вид

$$\alpha_o = \int_{x_0}^{\infty} f_1(x)\,dx,\ \beta_o = \int_{a}^{x_0} f_2(x)dx,$$

$$\alpha_p = \int_{y_0}^{\infty} f_1(y)\,dy,\ \beta_p = \int_{b}^{y_0} f_2(y)dy,$$

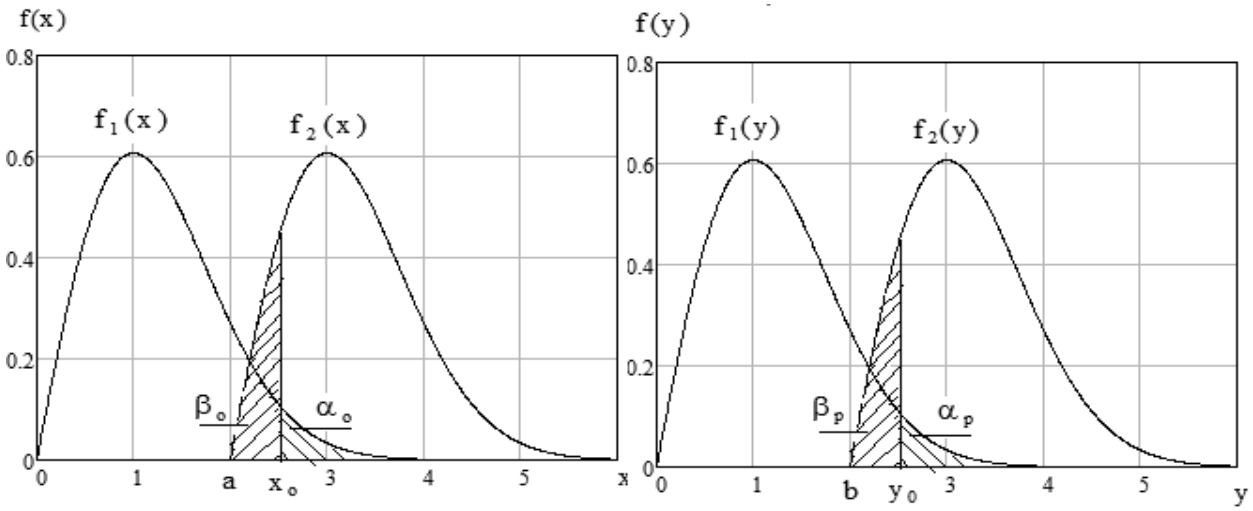
$$f_1(x) = xe^{-\frac{x^2}{2}},\ f_2(x) = (x-a)e^{-\frac{(x-a)^2}{2}},$$

$$f_1(y) = ye^{-\frac{y^2}{2}},\ f_2(y) = (y-b)e^{-\frac{(y-b)^2}{2}}.$$

Уравнения (14) и (16) трансформируются в выражения [12]:

$$x_0^2 + y_0^2 = 2\ln\frac{p_1}{C}, \quad (17)$$

$$\frac{dx_0}{dy_0} \cdot (x_0 - a) + (y_0 - b) = 0. \quad (18)$$



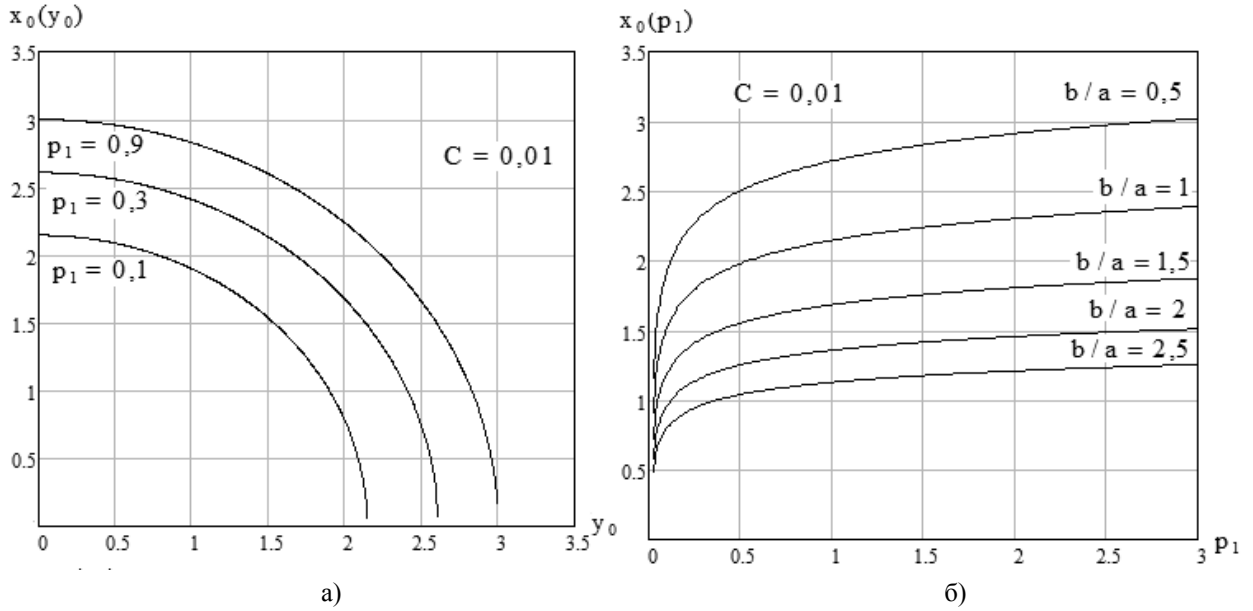
а) б)

Рис. 5. Плотности распределения признаков x и y

Продифференцировав (17) по y_0 и подставив результат в (18), получим их совместное решение для определения оптимальных порогов классификации [12]:

$$x_0^* = \sqrt{\frac{2\ln p_1 / C}{1+\left(\frac{b}{a}\right)^2}}; \qquad (19)$$

$$y_0^* = \sqrt{\frac{2\ln p_1 / C}{1+\left(\frac{a}{b}\right)^2}}. \qquad (20)$$



а) б)

Рис. 6. Кривые зависимости: а – оптимального порога обнаружителя от оптимального порога распознавателя; б – оптимального порога обнаружителя от априорной вероятности нормального состояния сети

Зависимости на рис. 6а, построенные в соответствии с формулой (17), представляют окружности радиуса $\sqrt{2\ln p_1 / C}$. С увеличением априорной вероятности нормального состояния сети p_1 радиус увеличивается в соответствии с логарифмическим законом. Кривые зависимости на рис. 6б имеют явно нелинейный характер и проявляют тенденцию к снижению с ростом степени пересечения классов по обоим признакам. Используя (19), (20) и (15), получим значе-

ние минимальной вероятности пропуска аномальной ситуации [12]:

$$P_{\text{пр}}^{\min} = \\ = p_2\left\{1 - C/p_1 \exp\left[\sqrt{2(a^2+b^2)\ln p_1/C} - 0{,}5(a^2+b^2)\right]\right\}. \quad (21)$$

Проведем сравнение двух- и одноэтапной процедуры выявления аномальных состояний ТС через отношение соответствующих мощностей решения $k_c = \overline{\beta_2}/\overline{\beta_1}$ при одной и той же вероятности «ложного» отказа [13]. Тогда при рэлеевских законах и оптимальном пороге обнаружителя $x_0^* = \sqrt{2\ln p_1/C}$ при $b = 0$ (одноэтапная процедура) из уравнения (21) находим

$$\overline{\beta}_1 = C/p_1 \exp[a\sqrt{2\ln p_1/C} - a^2/2]. \quad (22)$$

Аналогично находим $\overline{\beta}_2$ при двухэтапной процедуре контроля:

$$\overline{\beta}_2 = C/p_1 \exp[\sqrt{2\left(a^2+b^2\right)\ln p_1/C} - 0{,}5(a^2+b^2)]. \quad (23)$$

Подставив полученный результат совместно с (23) в выражение для k_c, получим [12]

$$k_c = \exp\left\{\sqrt{\ln p_1/C}\left[\sqrt{2(a^2+b^2)} - a\sqrt{2}\right] - b^2/2\right\}. \quad (24)$$

Кривые зависимости $k_c = f(C)$ (при $a = 1$ и различных значениях b), иллюстрирующие величину выигрыша от сокращения ошибок контроля при двухэтапной процедуре в зависимости от заданной вероятности ложной тревоги, представлены на рис. 7 и 8.

Выигрыш k_c в значительной степени определяется величиной априорной вероятности наличия нормальной ситуации p_1: чем больше эта вероятность, тем больше выигрыш k_c (рис. 7 и 8). Физический смысл изменения параметра b выражает информативность признаков распознавания (второй этап). Выигрыш зависит от информативности признаков второго этапа и растет с увеличением параметра b. Величина k_c тем больше, чем выше информативность используемых признаков при распознавании ситуации в сети. Выигрыш k_c растет с уменьшением вероятности «ложной тревоги» C, при этом его величина изменяется от единиц до десятков раз.

Таким образом, величина ошибок зависит от информативности признаков как первого, так и второго этапов (см. формулы (19) и (20)).

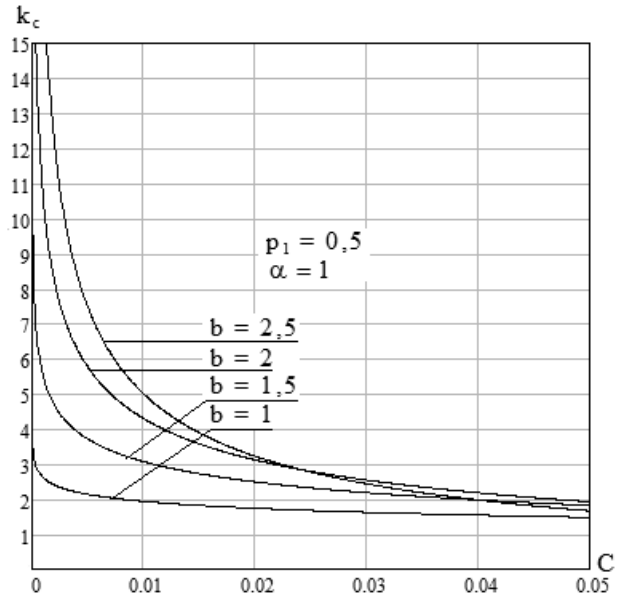


Рис. 7. Зависимости k_c от C при $p_1 = 0{,}5$

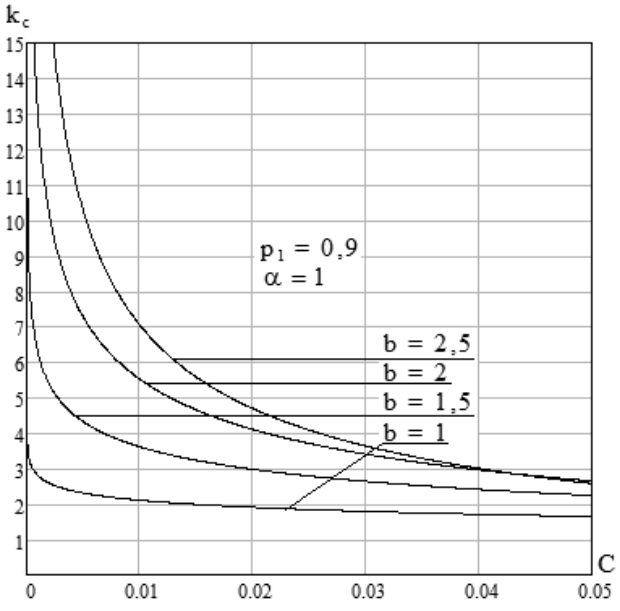


Рис. 8. Зависимости k_c от C при $p_1 = 0{,}9$

Поэтапная процедура контроля обеспечивает наивысшую точность выявления аномальных ситуаций в сети, поскольку на каждом из этапов используются независимые признаки распознавания, и, следовательно, оказывается не хуже байесовой. При поэтапном контроле принятие решения о состоянии ТС осуществляется с привлечением дополнительных признаков по мере

необходимости. Число включенных этапов уменьшается по мере роста номера этапа. Контроль заканчивается в том случае, если принято решение о нормальном функционировании ТС. Последние этапы используются достаточно редко. Суммарное количество измеряемой информации в пределе достигает максимальной величины. Используется практически вся доступная измерению информация, поставляемая системой сетеметрии, для принятия окончательного решения о состоянии контролируемой ТС.

Снижение энергопот ребления за счет применения поэтапной процедуры выявления аномальных ситуаций

Проведем качественную оценку снижения энергопотребления с учетом изложенного выше подхода. С этой целью обозначим: число этапов применяемых в системе процедур – *l*, число признаков на каждом из этапов – *i*, где *i* изменяется от 1 до *N*. Общее время работы системы поэтапной классификации примем за единицу. Будем считать, что на обработку каждого признака затрачивается время, пропорциональное вероятности правильного обнаружения и идентификации состояния ТС $\overline{\beta_i}$. Тогда энергопотребление Э, определяемое временем работы средств определения признаков на каждом этапе, в зависимости от вероятности пропуска аномальной ситуации будет равно $Э = 1/\left(1 - P_{пр}^{min}\right)$ (рис. 9).

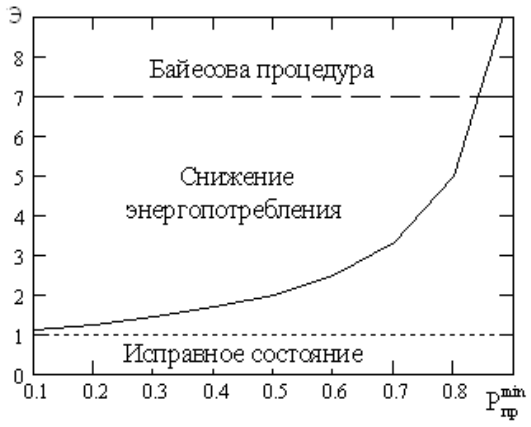


Рис. 9. Зависимость энергопотребления от вероятности пропуска аномальной ситуации

В случае применения байесовой процедуры энергопотребление ТС является максимальным и не зависит от $P_{пр}^{min}$. В случае применения поэтапной классификации энергопотребление растет по мере использования последующих этапов. При относительно малых вероятностях пропуска аномальной ситуации энергопотребление близко к своему номинальному значению. При $P_{пр}^{min} = 0{,}5$ энергопотребление ТС увеличивается в два раза, а при достижении $P_{пр}^{min} = 0{,}85$ становится равным энергопотреблению при байесовой процедуре.

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. Разработана функциональная схема системы автоматического контроля и адаптивного управления распределенной системой, которая в отличие от известных имеет иерархическую структуру и позволяет осуществлять перераспределение функций центра управления и периферии в зависимости от текущего состояния системы с использованием агентно-ориентированного подхода.

2. Разработана модель системы автоматического контроля и адаптивного управления состояниями ТС, отличающаяся использованием поэтапного принципа выявления аномальных ситуаций. На первом этапе по локальной информации, содержащейся в данном узле коммутации, определяется наличие нарушения режима работы, а на втором и последующих этапах уточняется степень и тип нарушения. Каждый этап связан с соответствующим уровнем иерархии. При выявлении аномальных ситуаций осуществляется рассылка интеллектуальных агентов, пронумерованных по уровням иерархии, которые управляют состояниями ТС, приводя ее в нормальное состояние.

3. Решена задача оптимизации ошибок контроля и определения оптимальных порогов классификации для общего случая и представлен пример ее использования для двухэтапной процедуры выявления аномальной ситуации при рэлеевских законах распределения признаков.

4. Получены аналитические зависимости оптимальных порогов классификации признаков обнаружения x_0 и распознавания y_0 при использовании двухэтапной процедуры выявления аномальных ситуаций. Величина этих порогов зависит от заданной вероятности «ложной тревоги» и информативности признаков обнаружения *a* и распознавания *b*, а также от априорной вероятности возникновения аномальной ситуации в ТС.

5. Проведена оценка снижения уровня ошибок контроля за счет применения двухэтапной процедуры при заданной вероятности «ложной

тревоги» и осуществлено сравнение одноэтапной и двухэтапной процедур. Показано, что выигрыш за счет применения двухэтапной процедуры, оцениваемый коэффициентом k_c, составляет величину порядка двух и более раз.

6. Проведено сравнение на качественном уровне энергопотребления в случае применения поэтапной классификации и байесовой процедуры контроля. Показан существенный выигрыш в снижении энергопотребления в случае применения поэтапной процедуры контроля (рис. 9).

Литература

1. *Bianzino A., Chaudet C., Rossi D. and Rougier J.* A survey of green networking research. Communications Surveys Tutorials, IEEE, 2010.

2. *Maruti Gupta and Suresh Singh* Greening of the internet. In Proceedings of the 2003 conference on Applications, technologies, architectures, and protocols for computer communications, SIGCOMM '03. New York, NY, USA, 2003. ACM. Pp. 19–26.

3. *Aruna Prem Bianzino, Anand Kishore Raju and Dario Rossi.* Apples-to-apples: a framework analysis for energy-efficiency in networks. SIGMETRICS Perform. Eval. Rev. January 2011. No. 38. Pp. 81–85.

4. *Bolla R., Bruschi R., Davoli F. and Cucchietti F.* Energy efficiency in the future internet: a survey of existing approaches and trends in energy-aware fixed network infrastructures. Communications Surveys Tutorials, IEEE. 2010. No. 99. Pp. 1–22.

5. *Chabarek J., Sommers J., Barford P., Estan C., Tsiang D. and Wright S.* Power awareness in network design and routing. In INFOCOM 2008. The 27th Conference on Computer Communications, IEEE, April 2008. Pp. 457–465.

6. *Panarello Carla, Lombardo Alfio, Schembra Giovanni, Chiaraviglio Luca and Mellia Marco.* Energy saving and network performance: a trade-off approach. In Proceedings of the 1st International Conference on Energy-Efficient Computing and Networking, e-Energy '10, New York, NY, USA, 2010. ACM. Pp. 41–50.

7. *Lombardo Alfio, Panarello Carla and Schembra Giovanni.* Achieving energy savings and qos in internet access routers. SIGMETRICS Perform. Eval. Rev. January 2011. No. 38. Pp. 76–80.

8. *Zhang Yi, Chowdhury P., Tornatore M. and Mukherjee B.* Energy efficiency in telecom optical networks. Communications Surveys Tutorials, IEEE. 2010. No. 12(4). Pp. 441–458.

9. *Lange C., Kosiankowski D., Weidmann R. and Gladisch A.* Energy consumption of telecommunication networks and related improvement options. Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of. 2010. No. 99. Pp. 1–11.

10. *Симанков В.С., Луценко Е.В.* Адаптивное управление сложными системами на основе теории распознавания образов. Краснодар: ТУ Куб. ГТУ, 1999. 318 с.

11. Пат. № 2312389 от 10.12.2007. Способ автоматического контроля и адаптивного управления распределенной системой и устройство для его осуществления: Линец Г.И., Фомин Л.А., Будко П.А., Рачков В.Е., Гайчук Д.В., Шлаев Д.В.

12. *Линец Г.И., Будко П.А., Мухин А.В., Фомин Л.А.* Эффективность, цена и качество информационно-телекоммуникационных систем. Методы оптимизации. СПб.: Военная академия связи, 2011. 420 с.

13. *Линец Г.И.* Методы структурно-параметрического синтеза, идентификации и управления транспортными телекоммуникационными сетями для достижения максимальной производительности (монография). Ставрополь: Издательско-информационный центр «Фабула», 2014. 384 с.

14. *Фомин Л.А.* Повышение эффективности управления распределенной системой за счет поэтапного контроля // Инфокоммуникационные технологии. 2007. № 3. С. 108–111.

Статья поступила в редакцию 19 октября 2015 года

УДК 004.021:004.75

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ AHP В ПРОЦЕССЕ ВНЕДРЕНИЯ VDI

К.А. Маковий, ст. преподаватель, Воронежский ГАСУ, e-mail: makkatya@mail.ru
С.А. Ермаков, к.т.н., консультант, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: versta9km@mail.ru
Ю.В. Хицкова, к.э.н., доцент, Воронежский ГАСУ, e-mail: prosvetovau@list.ru

Рассмотрены этапы процесса внедрения виртуализации рабочих мест. Представлены компоненты инфраструктуры виртуальных рабочих столов (VDI). Описан один из этапов – выбор объекта для пилотного проекта. Использован факторный анализ и технология AHP (analytic hierarchy process) для решения задачи выбора объекта для пилотного проекта.

Ключевые слова: *AHP (analytic hierarchy process), факторный анализ в решении задач выбора, виртуализация рабочих столов (VDI).*

USING AHP TECHNOLOGY IN THE IMPLEMENTATION OF VDI

K.A. Makovy, senior lecturer, Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering, e-mail: makkaya@mail.ru
S.A. Ermakov, Ph.D. in Engineering Sciences, consultant, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: versta9km@mail.ru
Yu.V. Hitskova, Ph.D. in Economics, associate professor, Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering, e-mail: prosvetovau@list.ru

The steps of work station virtualization process are considered. The VDI infrastructure components are presented. One of the steps, i.e. selecting an object for the pilot project, is described. We use factor analysis and AHP (analytic hierarchy process) to solve the object selection task.

Keywords: *AHP (analytic hierarchy process), factor analysis in solving selection problems, work station virtualization (VDI).*

Инфраструктура виртуальных рабочих столов, или *VDI (Virtual Desktop Infrastructure),* используется для нового подхода к предоставлению сервиса рабочих мест пользователя в организации. Технология виртуализации рабочих мест основана на виртуализации серверов с помощью гипервизора и принципах облачных технологий для доставки виртуальной машины на клиентское устройство пользователя [1].

Использование виртуализации серверов − уже повсеместно распространенное явление, которое в результате позволило компаниям сэкономить значительные средства на содержание парка вычислительной техники, увеличение степени использования имеющегося оборудования, повышение операционной эффективности наряду с обеспечением более высокой доступности данных, приложений и систем [2].

Технология виртуализации рабочих столов реализуется как программно-аппаратный комплекс, состоящий из следующих компонентов (рис. 1):

1. Сервер с установленным гипервизором *(Virtual Center)*, на котором выполняются виртуальные рабочие машины (ВРМ) пользователей.
2. Сервер подключений *(Connection Server)*, который обеспечивает доставку ВРМ на клиентские устройства. В качестве клиентских устройств могут выступать компьютеры, в том числе устаревшие, тонкие клиенты, телефоны, ноутбуки и другие устройства, поддерживающие установку клиентской программы.
3. Программное обеспечение (ПО) администрирования и мониторинга инфраструктуры ВРМ.

В последние годы повышение качества образовательных услуг неразрывно связано с применением современных информационных технологий. Виртуализация, в том числе виртуализация рабочих мест, может иметь большое значение для повышения эффективности использования технологий в системе высшего образования. Особенностью вуза является наличие фиксированных наборов клиентских рабочих станций с идентичными аппаратными характеристиками и единым комплектом приложений. Таким набором является учебный класс, для которого характерна необходимость регулярного, раз в

семестр, изменения и обновления комплекта приложений, что требует большого объема работ по администрированию рабочих мест. Все эти факторы делают учебные классы наиболее подходящим объектом для применения технологии виртуализации рабочих столов.

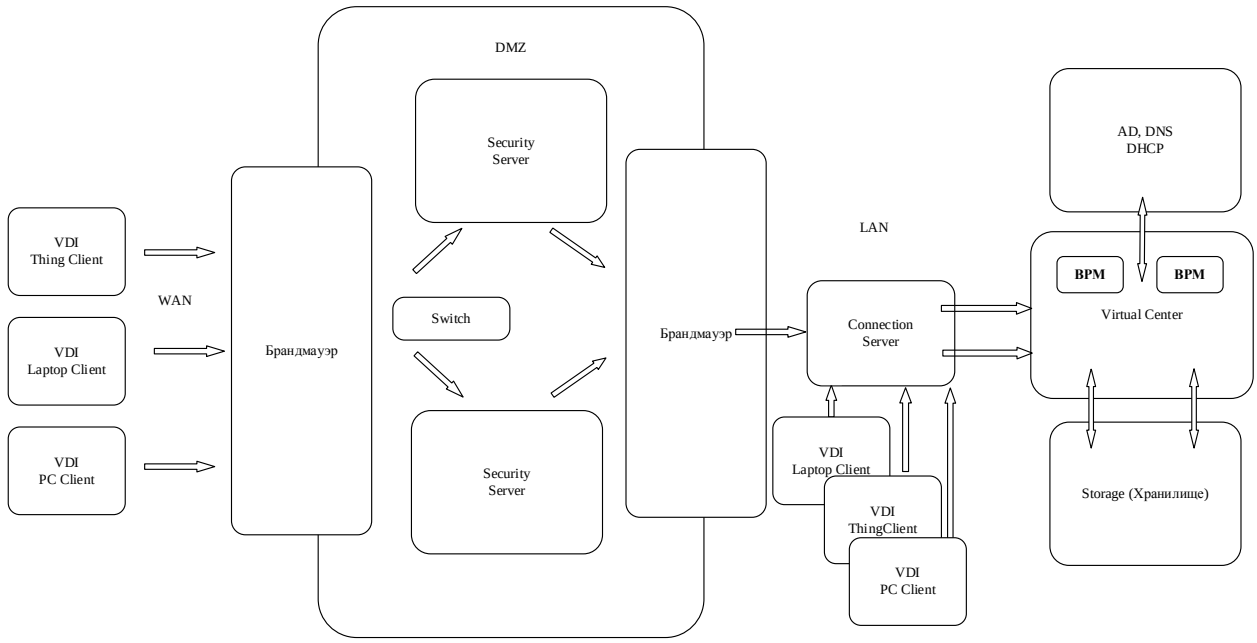


Рис. 1. Схема компонентов инфраструктуры *VDI*

Доставка виртуальных машин на клиентское устройство пользователя решает проблему разнородного клиентского оборудования, позволяет использовать устаревшие компьютеры вуза для организации современных рабочих мест, способствует централизации процесса управления ИТ-инфраструктурой.

Инновационный потенциал технологии *VDI* позволяет в перспективе организовать удаленный доступ студентов к компьютерам учебных классов с собственных устройств и из публичных сетей, что расширяет возможности удаленной работы студентов и открывает перспективы дистанционного обучения.

Использование *VDI* – это серьезное решение, которое требует методического планирования процесса внедрения. План внедрения должен содержать следующие шаги [3]:

1. Технико-экономическое обоснование – первый шаг для любого плана внедрения – необходим для того, чтобы понять, где мы сейчас. Отвечает на вопросы, какие приложения используются, сколько рабочих станций имеется в наличии, как они используются и как они могут быть виртуализированы.

2. Пилотный проект необходим для оценки технологии виртуализации перед покупкой ПО. Этот процесс может быть начат как краткосрочный проект (пилот) с использованием бесплатных пробных версий решений *VDI*. В случае успеха можно переходить к более долгосрочному проекту для небольших групп пользователей перед тем, как осуществлять покупку ПО для полномасштабного развертывания технологии в масштабах всей организации.

3. Мониторинг. После внедрения необходим тщательный мониторинг для того, чтобы удостовериться, что пользователи получают достаточный уровень производительности нужных им приложений. Такой мониторинг может быть осуществлен с помощью *VDI* брокера или ПО сторонних производителей.

4. Переход к практическому использованию. На этом этапе использование технологии виртуализации рабочих мест становится нормой. Администраторы и пользователи приходят к тому, что создание новой виртуальной машины является частью процессов внутри организации. Для того, чтобы это случилось, необходимо получение опыта работы с данной технологией широкого круга сотрудников ИТ-департамента и административного персонала, документирование новых процедур, понимание того, как работает *VDI* и как улучшить дизайн решения.

5. Расчет экономической эффективности – это этап, на котором обсуждают экономические

преимущества, *ROI* и *TCO* виртуализации рабочих мест. Несмотря на то, что преимущества внедрения *VDI* могут быть очевидны для ИТ-администраторов, они не являются таковыми для руководителя организации, руководителя департамента ИТ и финансового отдела, то есть для тех людей, которые принимают решение о внедрении технологии во всей организации. По этой причине необходимо обеспечить отчетность по возврату инвестиций и текущей стоимости.

6. Использование дополнительных возможностей. Как только виртуализация рабочих мест доказала свою пользу для организации, можно переходить к этапу внедрения дополнительных возможностей. К примерам таких опций можно отнести поддержку 3D-графики, двухфакторную аутентификацию, виртуальные машины при отсутствии доступа к сети.

Предварительный экономический расчет показывает срок окупаемости проекта в течение четырех месяцев при условии обновления 1000 компьютеров в течение семи лет [4].

При принятии решения о полномасштабном переходе к технологии виртуальных рабочих столов целесообразно отработать технологию внедрения, учесть все сильные и слабые стороны данного технического решения и организационные составляющие. На этапе развертывания пилотного проекта необходимо выбрать объект применения новой технологии, для которого будут проанализированы ее слабые и сильные стороны, степень удовлетворенности пользователей работой приложений, преимущества технологии для ИТ-персонала. В качестве такого объекта, несомненно, должен выступать учебный класс. Сложность задачи выбора учебного класса для пилотного проекта состоит в том, что такой класс должен быть, с одной стороны, характерным объектом применения новой технологии, а с другой – должен помочь выявить потенциальные проблемы на раннем этапе. Поэтому при выборе класса необходимо учитывать различные факторы, влияющие на выбор, и оценивать критерии учета тех или иных факторов.

Задача выбора учебного класса как объекта применения технологии *VDI* может рассматриваться как задача принятия решения в условиях определенности [5]. Для решения таких задач успешно применяется метод анализа иерархий (*AHP*) [5−7]. Основное преимущество использования данного метода в нашей задаче – возможность использовать как количественные, так и качественные критерии в процессе принятия решений.

Основные этапы метода анализа иерархий – выбор критериев, определение их весовых коэффициентов, вычисление комбинированных весов для каждой альтернативы и вычисление коэффициента согласованности матрицы сравнений.

Нами было выделено три группы критериев выбора компьютерного класса:

– факторы необходимости обновления;

– факторы сети (факторы соответствия требованиям к пропускной способности сети);

– факторы удобства администрирования.

Факторы необходимости обновления (*p*). Средний срок службы компьютера в вузе составляет 7 лет [4]. Поскольку внедрение технологии виртуализации рабочих мест позволяет резко снизить требования к клиентскому устройству, наиболее актуально стоит задача внедрения *VDI* именно для возрастных компьютерных классов. Обеспечение возможности использования на старых компьютерах современного ПО, несомненно, будет способствовать положительному восприятию новой технологии работы.

К факторам необходимости обновления мы отнесли: размер диска, объем оперативной памяти и тактовую частоту процессора. Интуитивно понятно, что чем хуже все эти характеристики, тем более очевидным будет эффект использования новой технологии. В качестве дополнительного параметра может использоваться год закупки данного компьютерного класса.

Факторы сети (*q*). Для обеспечения успеха внедрения технологии виртуализации необходимо учесть, насколько пропускная способность сети способна удовлетворить требования протокола доставки виртуальной машины на клиентское устройство. В качестве таких факторов мы выделили: скорость соединения компьютеров класса с ядром сети, количество транзитных свитчей и количество абонентов на порту магистрального коммутатора в ядре сети.

Факторы удобства администрирования (*r*). На этапе развертывания пилотного проекта в организации неизбежны непредвиденные ситуации, для анализа и разрешения которых необходим физический доступ к клиентским устройствам. Поэтому в качестве объекта для пилотного проекта предпочтительно использовать такие классы, которые расположены удобно с точки зрения доступа к ним администратора системы.

В качестве таких факторов мы выбрали: условное расстояние от администратора и сложность доступа в помещение. Чем ближе от администратора такой класс и чем проще к нему доступ, тем меньше трудозатраты.

Целью использования метода анализа иерархий в данном случае является определение класса, наиболее подходящего для использования в пилотном проекте развертывания *VDI*.

Пусть C_1, C_2, $C_3 \ldots C_N$ – совокупность компьютерных классов, которые являются потенциальными кандидатами для пилотного проекта. В терминологии метода анализа иерархий такие классы будут т.н. альтернативами. Задача выбора альтернативы в рассматриваемом случае может быть рассмотрена как классическая многокритериальная задача принятия решений, где критериями выступают субъективные предпочтения лица, принимающего решения (ЛПР). Группы критериев составляют первый уровень иерархии, факторы каждой группы – второй (рис. 2). На третьем уровне иерархии находятся альтернативы.

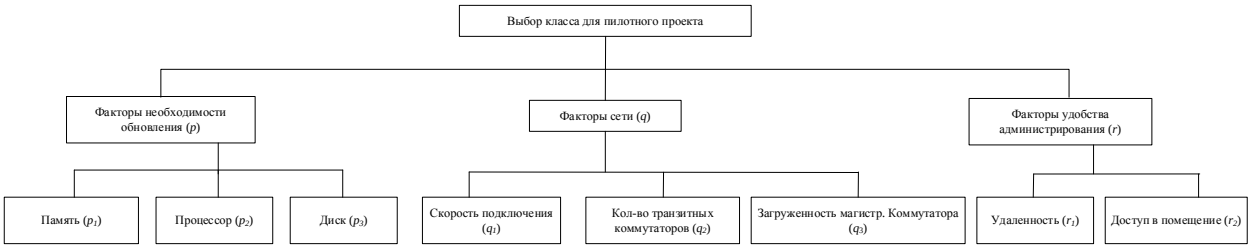


Рис. 2. Иерархия выбора класса для пилотного проекта VDI

Суть метода – вычисление относительных весовых коэффициентов для оценки альтернативных решений в соответствии с результатами парных сравнений критериев на каждом уровне иерархии. Если имеется *n* критериев на заданном уровне иерархии, соответствующая процедура создает матрицу парных сравнений **A** размерности $n \times n$, которая позволяет рассчитывать степень важности каждого критерия на данном уровне. В нашем случае для первого уровня строится матрица размером 3×3, для второго уровня – три матрицы: 3×3, 3×3 и 2×2 соответственно. Для третьего уровня необходимо построить восемь матриц размера $N \times N$, где N – количество компьютерных классов, выбранных в качестве альтернатив. Обозначим a_{ij} элемент матрицы парных сравнений **A**, находящийся на пересечении *i*-й строки и *j*-го столбца. В соответствии с методом анализа иерархий для описания преимущества критерия a_{ij} над критерием a_{ji} используется шкала от 1 до 9, приведенная в [5–7], в соответствие с которой 1 – это эквивалентность важности критериев, 3 – незначительное предпочтение одного критерия, 5,7,9 – соответственно, значительное, очень сильное и экстремально сильное преимущество одного критерия над другим. В идеальном случае матрица парных сравнений размера $n \times n$ будет выглядеть следующим образом [6]:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & a_{12} \ldots & a_{1n} \\ 1/a_{12} & 1 \ldots & a_{2n} \\ \ldots & \ldots & \ldots \\ 1/a_{1n} & 1/a_{2n} & 1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

и a_{ij} будет определять отношение веса *i*-го критерия ω_i к весу *j*-го критерия ω_j:

$$a_{ij} = \frac{\omega_i}{\omega_j}. \quad (2)$$

В более реалистичном сценарии согласно [6] выполняется следующее равенство:

$$\omega_i = \frac{1}{n}\sum_{j=1}^{n} a_{ij}\omega_j \left(i, j = 1,2,\ldots,n\right). \quad (3)$$

Искомые относительные веса ω_i вычисляются в виде средних значений элементов соответствующих строк нормализованной матрицы ***N***.

Вес *i*-го критерия в нормализованной матрице ***N*** вычисляется следующим образом:

$$\omega_i = \frac{1}{n}\sum_{j=1}^{n} N_{ij}. \quad (4)$$

После определения весов каждого из критериев по соответствующим матрицам парных

сравнений можно рассчитать значение веса каждой альтернативы.

Обозначим веса критериев первого уровня как $\omega_p, \omega_q, \omega_r$, где, например, ω_p – вес всей группы факторов необходимости обновлений, $\omega_{p_j}, \omega_{q_j}, \omega_{r_j}$ – вес *j*-го критерия второго уровня иерархии, $\omega_{C_i p_j}, \omega_{C_i q_j}, \omega_{C_i r_j}$ – вес оценки *i*-го класса по *j*-му критерию оценки одного из критериев второго уровня иерархии соответственно.

Так, например, $\omega_{C_1 p_1}$ – вес оценки первого из рассматриваемых классов с точки зрения количества оперативной памяти, а $\omega_{C_5 r_2}$ – вес оценки пятого класса с точки зрения простоты доступа в помещение. Согласно (1)–(4)

$$\Omega_{C_i} = \omega_p \sum_{j=1}^{3} \omega_{p_j} \omega_{C_i p_j} + \\ + \omega_q \sum_{j=1}^{3} \omega_{q_j} \omega_{C_i q_j} + \omega_r \sum_{j=1}^{2} \omega_{r_j} \omega_{C_i r_j}. \qquad (5)$$

Согласно методике *AHP* необходимо оценить согласованность с определениями парных сравнений критериев или альтернатив. Для этого для каждой полученной матрицы парных сравнений рассчитывается коэффициент согласованности [5].

Из-за большого количества альтернатив выбор класса становится математически сложной задачей. Необходимо разработать механизм отсеивания априори неподходящих альтернатив, например исключить из рассмотрения классы с компьютерами, обновленными в течение последних 5 лет, и те классы, куда критично затруднен физический доступ администратора системы. Также было решено разработать приложение, оптимизирующее математические вычисления для расчета оптимального решения предложенной задачи. В процессе исследования было выявлено, что часть критериев выбора являются данными объективного анализа, но согласно данному методу должны интерпретироваться как предпочтения ЛПР.

Литература

1. *Deboosere L., Vankeirsbilck B.,· Simoens P., De Turck F., Dhoedt B., Demeester P.* Efficient resource management for virtual desktop cloud computing // J. Supercomput. 2012. № 2. Pp. 741–767.

2. *Perry R., Waldman B.* Measuring the Business Value of VMware Horizon View // IDC White paper. 2013. – (http://www.vmware.com/files/ru/pdf/view/IDC-Quantifying-Business-Value-VMware-View-WP.pdf).

3. *Davis D.* The Essential Series: Real World Considerations for Implementing Desktop Virtualization // Real time Publishers. 2012. – (https://a248.e.akamai.net/f/248/3214/1d/www.zones.com/images/pdf/Whitepaper_Real_World_Considerations_for_Desktop_Virtualization.pdf).

4. *Маковий К.А., Хицкова Ю. В.* Экономическое обоснование внедрения технологии виртуализации рабочих столов (Virtual Desktop Infrastructure) в ИТ-инфраструктуру высшего учебного заведения // Современная экономика: проблемы и решения. 2015. № 2 (62). С. 75 – 81.

5. *Таха Хэдми А.* Введение в исследование операций: пер. с англ. 6-е изд. М. : Издательский дом «Вильямс», 2001. 912 с.: ил.

6. *Саати Т.* Принятие решений. Метод анализа иерархий / Перевод с англ. Р.Г. Вачнадзе. М.: Радио и связь, 1993. 278 с.

7. *Dabbagh M., Lee S. P., Parizi R.M.* Functional and non-functional requirements prioritization: empirical evaluation of IPA, AHP-based, and HAM-based approaches // Soft Comput. 2015. № 7. Pp. 1–24.

Статья поступила в редакцию 15 октября 2015 года

От редакции

Памяти Гургена Аскаряна

Мир – ярмарка, а Бог – владелец тира,
В котором гении – мишени для людей.

Г.А. Аскарян

В России, где туманны перспективы,
Но много, тем не менее, армян,
Жил «армянин московского разлива» –
Прекрасный выдумщик и Физик – Аскарян.

Гурген Ашотович…Ему принадлежали
Идеи, заслужившие признанье,
Которые в научном мире все же стали,
Не сразу, но предметом ликованья.

Пускай он Нобеля и славы не дождался,
Но знают многие об «Аскарян-сноровке».
Ведь на него сам Таунс Чарльз ссылался,
Когда писал о само(YES!)фокусировке.

Гармония была его кумиром –
Как мера человеческих страстей.
Нам надо срочно что-то делать с миром,
«В котором гении – мишени для людей»!

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника радиосвязи»

1. Рукопись представляется в напечатанном (2 экземпляра на листах формата А4) и электронном виде (файл, созданный в редакторе Microsoft Word). Оптимальный объём статьи – 0,5–0,7 авторских листа.

2. К рукописи прилагаются экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати, рецензия, а также на отдельном листе – сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. **Плата с аспирантов за публикацию статей не взимается.**

4. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс УДК;

– заголовок статьи, инициалы и фамилия автора, аннотация, ключевые слова **на русском и английском языках**.

5. Для текста используется шрифт Times New Roman №12 без стилевого оформления, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 0,75 см от левого края, выравнивание текста – по ширине страницы. Задается автоматический перенос слов. Латинские обозначения в тексте должны быть набраны курсивом, русские, греческие обозначения и цифры – прямым шрифтом.

6. Формулы должны быть созданы в редакторе **MathType**. При наборе формул используются следующие параметры:

Size (Размер)		**Написание обозначений**
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*
Subscript/Superscript (индекс)	8 pt	греческие – прямой шрифт
Sub-Subscript/Superscript (малый индекс)	7 pt	матрицы, векторы – **прямой, жирный**
Symbol (символ)	15,5 pt	сокращения от русских слов в индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – *курсив*

Формулы, на которые в тексте есть ссылки, должны быть набраны отдельной строкой и пронумерованы в круглых скобках. Расположение формул – по центру, номер располагается по правому краю.

7. Иллюстрации должны быть чёткими, контрастными и включены в текст статьи; все надписи в иллюстрациях должны быть читаемыми. Обозначения в рисунках, созданных в Microsoft Word или Microsoft Visio, должны быть набраны шрифтом Times New Roman №9. Каждый рисунок должен сопровождаться подрисуночной надписью, набранной 10-м шрифтом и включающей номер рисунка (например, Рис. 1) и краткое название.

8. Таблицы должны быть набраны 10-м шрифтом, пронумерованы (например, Таблица 1) и иметь тематический заголовок.

Таблицам и рисункам должны предшествовать ссылки на них в тексте статьи.

9. Библиографические ссылки нумеруются в квадратных скобках. Библиографический список оформляется в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5–2008.

Адрес редакции:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
АО «Концерн «Созвездие»,
редакция журнала «Теория и техника радиосвязи»
Тел.: (473) 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
E-mail: tnn@sozvezdie.su